

H. VOLLMER, Süddeutscher Rundfunk

# Bildsynchrone Magnettonaufzeichnung im Fernsehen

DK 778.534.48:621.395.625.3:621.397.62.026

## 1. Wesen und Zweck des Pilottonverfahrens

Die synchrone Wiedergabe getrennter Ton- und Bildstreifen wird im allgemeinen durch die Verwendung von perforiertem Film- und Tonmaterial und durch eine starre mechanische oder elektrische Kupplung der beiden Antriebssysteme sichergestellt. Wegen seiner guten Qualität wird heute für die Tonaufzeichnung das magnetische Schallaufzeichnungsverfahren bevorzugt und als Tonträger perforierter Magnettonfilm. Der Aufwand an mechanischen Filtern und Schwungmassen zur möglichst weitgehenden Beseitigung von Gleichlaufschwankungen und die erforderliche Antriebsleistung sind bei gleicher Geschwindigkeit für Laufwerke mit Magnettonfilm beträchtlich größer als für solche mit normalem 6,35 mm breitem Magnettonband. Aus diesen Gründen gewinnt die Tonaufzeichnung auf Magnettonband bei der Herstellung von Filmen für das Fernsehen zusehends an Bedeutung. Dies gilt vor allem bei der aktuellen Berichterstattung. Hier besteht der Wunsch nach leichten, handlichen Geräten und beweglicher Kameraführung, die durch die Tonaufzeichnung nicht beeinträchtigt werden darf. Wegen der Laufgenauigkeit von Magnettonbandgeräten und Filmkameras mit geregelten Antriebsmotoren ist es möglich, bei kurzen Szenen bis etwa 12 s Dauer ohne Synchronisation zu arbeiten. Eine lippsynchrone Wiedergabe über diesen Zeitraum hinaus kann durch Anwendung von Pilottonverfahren [7] erreicht werden. Bei diesen Verfahren wird von der Aufnahmekamera durch einen Generator, der starr mit dem Antriebswerk der Kamera verbunden ist, ein Steuersignal erzeugt und gleichzeitig mit der Nutzmodulation entweder auf getrennter oder selber Spur auf das Magnettonband aufgezeichnet. Werden Bildkameras mit Synchronmotoren angetrieben, so kann die Netzfrequenz oder ein Vielfaches dieser Frequenz als Steuersignal dienen. Die Frequenz des Steuersignals „Pilotton“ ist ein Maß für die Geschwindigkeit des Bildstreifens. Der zeitliche Ablauf des Bildstreifens wird durch die Pilottonaufzeichnung auf dem Magnettonband markiert und festgehalten, so daß bei Verwendung von Anlagen, von denen später noch ausführlich die Rede sein wird, der lippsynchrone Ablauf von Bild und Ton gewährleistet ist. Als Pilotfrequenz wird zweckmäßig eine Harmonische oder Subharmonische der Bildfrequenz benutzt. Bevorzugt wird die Pilotfrequenz von 50 Hz bei 25 Bildwechseln/s.

## 2. Allgemeine Gesichtspunkte für den Einsatz von Pilottonverfahren im Fernsehen

Beim Einsatz von Pilottonverfahren im Fernsehen ist zu berücksichtigen, daß das auf das Magnettonband aufgezeichnete Steuersignal nicht direkt über einen entsprechenden Leistungsverstärker zum Antrieb des Filmabtasters benutzt werden kann. Die z.Z. im

Betrieb befindlichen Filmabtaster nach der PCV- und SI-Methode (PCV = Lichtabtastung mit Vertikalbewegung teilweise durch Filmvorschub, SI = Speicherröhre mit Zwischenschaltung eines Ladungsbildes und Schrittschaltung) erfordern eine feste Verkettung zwischen Bildwechselzahl und Taktgeberfrequenz. Das bedeutet, daß bei einer bildsynchrone Tonaufzeichnung unter Anwendung von Pilottonverfahren Abweichungen der Geschwindigkeit der Bildkamera von der Bildwechselzahl 25 Hz durch eine Geschwindigkeitsveränderung des Tonstreifens bei der Wiedergabe korrigiert werden müssen. Aus diesem Grunde muß die für Pilottonverfahren vorgesehene Bildkamera, sofern sie keinen netzsynchronen Antrieb, sondern Batterie- oder Federwerkantrieb besitzt, mit einem hinreichend genau arbeitenden Regler ausgerüstet sein. Dabei müssen sowohl größere Abweichungen vom Mittelwert der Bildwechselfrequenz bzw. der Pilotfrequenz als auch Schwankungen dieser Frequenz um einen Mittelwert vermieden werden, da eine Abweichung vom Mittelwert bei der Wiedergabe zu einer Änderung der Tonhöhenlage gegenüber der Aufnahme führt und ungleich- oder gleichförmige Schwankungen der Pilottonfrequenz Tonhöhenchwankungen bei der Wiedergabe verursachen können.

## 3. Verfahren zur Aufzeichnung eines Pilottons

Da die Aufzeichnung eines Pilottons und einer Nutzmodulation auf getrennten Spuren eines Magnettonbandes einen Verlust an effektiver Spurbreite für die Nutzmodulation bedeutet, werden meistens Verfahren zur gemeinsamen Aufzeichnung auf eine Spur bevorzugt. Bekannt sind:

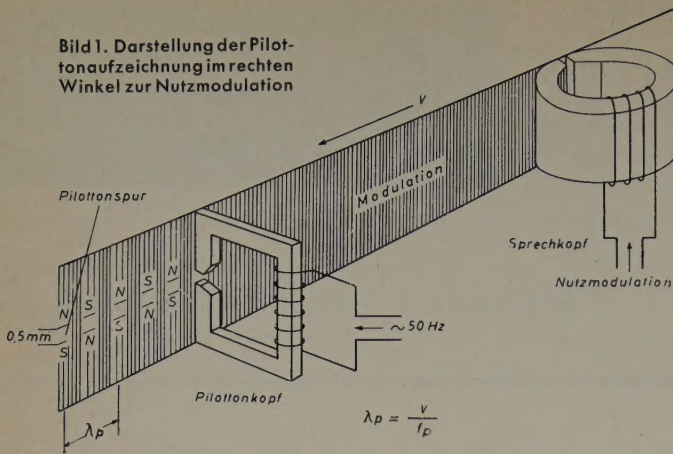
1. Die Aufzeichnung eines der Modulation überlagerten Pilottons an der oberen oder unteren Grenze des Übertragungsbereichs der Anlage.
2. Die Aufzeichnung eines durch den Pilotton modulierten Trägers, der an die obere Grenze des Übertragungsbereichs gelegt wird.
3. Die Aufzeichnung eines Pilottons durch seine Transponierung in ein außerhalb des Übertragungsbereichs der Nutzmodulation liegendes Frequenzgebiet.
4. Die Aufzeichnung eines Pilottons durch Amplituden- oder Frequenzmodulation der Hochfrequenz-Vormagnetisierung.
5. Die Aufzeichnung eines Pilottons im rechten Winkel zur Nutzmodulation.

Von den genannten Verfahren wird im Fernsehen vorwiegend das letztere angewendet.

Im Bild 1 ist dieses Verfahren schematisch dargestellt. Nach der Aufzeichnung der Nutzmodulation am Sprechkopf erfolgt durch den



Bild 1. Darstellung der Pilottonaufzeichnung im rechten Winkel zur Nutzmodulation



Pilottonkopf die Aufzeichnung des Pilottons. Die Pilottonspur liegt in der Bandmitte und hat eine Breite von 0,5 mm. Der Pilottonkopf ist so justiert, daß sein Spalt einen rechten Winkel zum Aufsprechspalt des Nutzmodulationskopfes und damit auch die Magnetisierung der Pilottonaufzeichnung auf dem Band einen rechten Winkel zur Magnetisierung der Nutzmodulation bildet. Hierdurch wird eine Abstimmung der Pilottonspur durch den Wiedergabekopf für die Nutzmodulation weitestgehend ausgeschlossen und im Pilottonkanal ein ausreichender Störabstand des Pilottons zur Nutzmodulation erreicht.

Die Aufzeichnung des Pilottons erfolgt z. Z. in vielen Fällen ohne Vormagnetisierung, vor allem bei Magnettonbandgeräten mit 19 cm/s Bandgeschwindigkeit. Der erforderliche Aufwand ist gering. Durch den Einbau eines Pilotfrequenz, dem die von dem Generator der Bildkamera gelieferte Pilotfrequenz zugeführt wird, können übliche Magnettonbandgeräte für die bildsynchrone Tonaufzeichnung eingesetzt werden. Die Leistung zur Aufsprache des Pilottons ist von der Kopfausführung und der gewünschten Aussteuerung des Bandes abhängig und beträgt etwa 20...50 mVA.

Im Bild 2 ist der Einfluß der Pilottonaufzeichnung ohne HF-Vormagnetisierung auf den Fremd- und Geräuschspannungsabstand einer Anlage bzw. eines Bandes, gemessen im Nutzmodulationskanal, angegeben. Die Untersuchungen wurden bei einer Bandgeschwindigkeit von 38 cm/s auf einer Anlage der Standardausführung des Rundfunks durchgeführt. Die Selbstinduktion des für die Abstimmung verwendeten Pilottonkopfes betrug 60 mH. Der steile Verlauf der EMK-

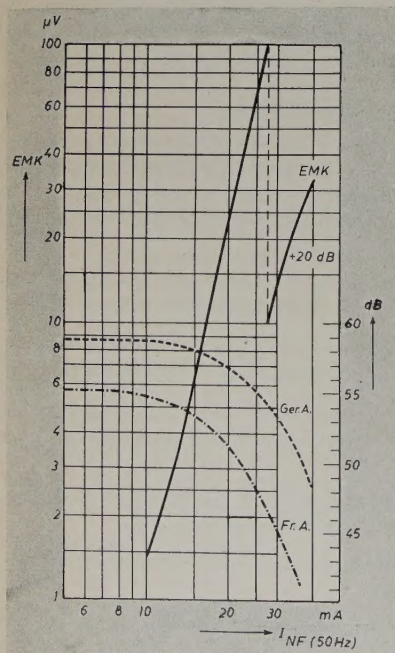


Bild 2. EMK-Verlauf und Einfluß der Pilottonaufzeichnung ohne HF-Vormagnetisierung auf die Nutzmodulation der Schallaufzeichnung

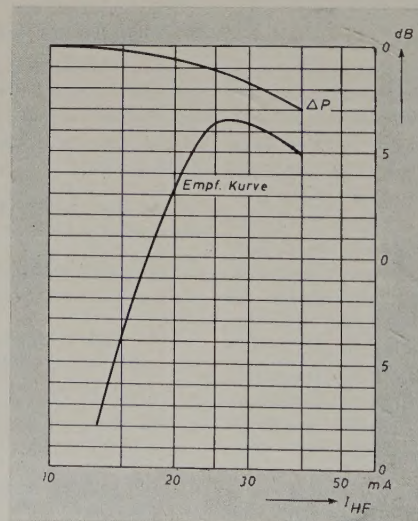


Bild 3. Empfindlichkeitskurve u. Pegelverlust der Pilottonaufzeichnung mit Vormagnetisierung

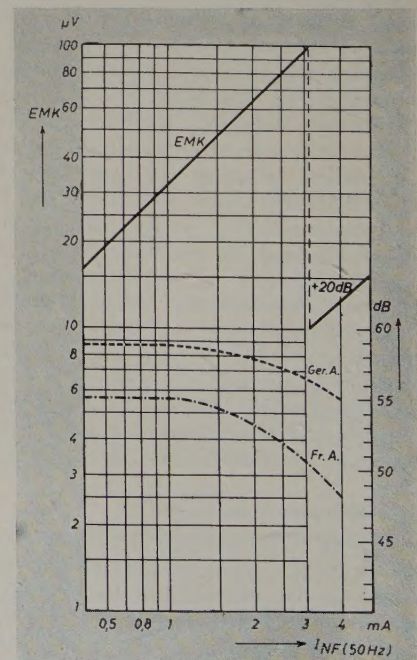
Bild 4. EMK-Verlauf und Einfluß der Pilottonaufzeichnung mit HF-Vormagnetisierung auf die Nutzmodulation der Schallaufzeichnung

Kurve als Funktion des Aufsprechstromes ist durch die Magnetisierungskennlinie des Bandes gegeben. Neben der Verschlechterung des Fremd- und Geräuschspannungsabstandes des Bandes bei zunehmender Aussteuerung der Pilottonspur tritt außerdem bei Vorhandensein einer Nutzmodulations-Aufzeichnung eine Amplitudenmodulation dieser Aufzeichnung auf. Das am Pilottonkopf auftretende Wechselfeld von 50 Hz verursacht in der Mittelspur eine periodische Löschung der Nutzmodulation mit einer Frequenz von 100 Hz. Diese periodische Löschung tritt bei einer Nutzmodulations-Aufzeichnung von Frequenzen  $\geq 100$  Hz als Amplitudenmodulation in Erscheinung, wobei die entstehenden beiden Seitenbänder zu einer wahrnehmbaren Rauigkeit des aufgezeichneten Tones führen können.

Durch die Anwendung von HF-Vormagnetisierung kann ein Einfluß der Pilotton-Aufzeichnung auf die Nutzmodulation wesentlich verringert bzw. praktisch völlig vermieden werden. Zur Ermittlung eines günstigen Arbeitspunktes wurden bei dem zur Aufzeichnung verwendeten Pilottonkopf die Empfindlichkeitskurve ( $EMK = f(I_{HF})$ ,  $I_{NF} = \text{const}$ ) und der Pegelverlust einer 1-kHz-Nutzmodulations-Aufzeichnung als Funktion des Vormagnetisierungsstromes aufgenommen (Bild 3). Der Arbeitspunkt wurde mit Rücksicht auf den Pegelverlust auf 21 mA festgelegt. Der hierbei auftretende Rückgang des Pegels der Nutzmodulation ist tragbar und für die Qualität der Aufzeichnung unwesentlich.

Der Einfluß der Pilottonaufzeichnung mit Vormagnetisierung auf den Fremd- und Geräuschspannungsabstand des Magnettonbandes für den Nutzmodulationskanal sowie die EMK als Funktion des NF-Stromes sind im Bild 4 wiedergegeben. Eine Gegenüberstellung der Meßwerte aus den Bildern 2 und 4 zeigt Bild 5. Hier ist die Abhängigkeit des Fremd- und Geräuschspannungsabstandes bei der Pilottonaufzeichnung mit und ohne HF-Vormagnetisierung von der Pilotton-EMK angegeben. Die für die Pilottonspur zwischen den Rundfunkanstalten vereinbarte Aussteuerung ergab am Wiedergabekopf eine EMK von 35 µV. Dieser Pegel verursacht bei der Aufzeichnung mit Vormagnetisierung noch keine Verringerung des Fremd- und Geräuschspannungsabstandes des Magnettonbandes, so daß hier für die Nutzmodulation nur der geringe Pegelverlust als Qualitätsminderung gewertet werden kann. Bei der Pilottonaufzeichnung mit HF-Vormagnetisierung wird eine Amplitudenmodulation vermieden, da die Frequenz der HF-Vormagnetisierung wesentlich höher ist als die obere Grenzfrequenz der Nutzmodulations-Aufzeichnung.

Die für die Pilottonaufzeichnung erforderliche HF-Leistung von etwa 200 mW für die Vormagnetisierung kann in vielen Fällen aus dem HF-Generator der Löschstufe des Aufsprechverstärkers der Magnettonanlage gedeckt werden. Um möglichst geringe Verluste zu haben, verwendet man als Kernmaterial für den Pilottonkopf Ferrit. Die Schaltelemente, die zur Zuführung der Löschfrequenz als Vormagneti-





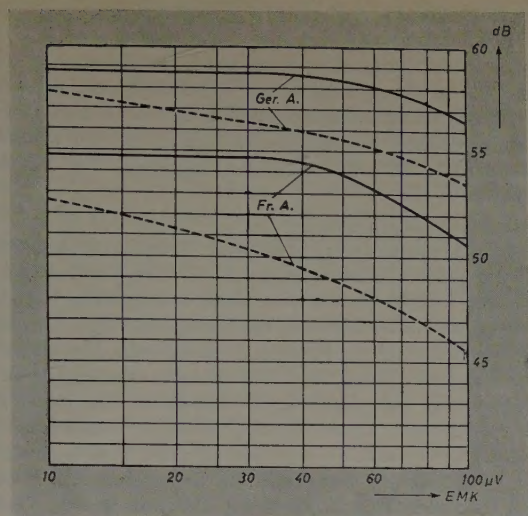


Bild 5. Abhängigkeit des Fremd- und Geräuschspannungsabstandes eines Bandes von der Piloton-EMK mit und ohne HF-Vormagnetisierung (— mit Vormagnetisierung, - - - ohne Vormagnetisierung)

sierung für den Pilotonkopf gebraucht werden, sind dem Umfang nach gering und können gegebenenfalls im Kopfträger untergebracht werden.

Um eine Verstimmung des Löschkopfkreises zu vermeiden, kompensiert man zweckmäßigerweise die Induktivität des Pilotonkopfes durch eine Kapazität. Ein Beispiel für die Ankopplung eines Pilotonkopfes an den Löschkopfkreis zeigt Bild 6.

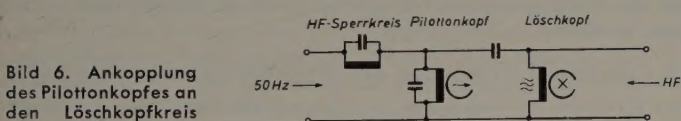


Bild 6. Ankopplung des Pilotonkopfes an den Löschkopfkreis

#### 4. Piloton-Vorverstärker

Da die Frequenz des Pilotons im normalen Betriebsfall angenähert 50 Hz ist, wurde der Piloton-Vorverstärker als Resonanzverstärker mit einer Bandbreite von 47...53 Hz ausgelegt. Das Prinzipschaltbild des Verstärkers zeigt Bild 7. Piloton-Aufnahmen, deren Pilotonfrequenz den angegebenen Bereich überschreitet, sind wegen der sich zwangsläufig ergebenden Verschiebung der Tonhöhe der Nutzmodulation für die Wiedergabe kaum brauchbar. Wegen der geringen Spurbreite der Pilotonaufzeichnung verursachen geringe Vertikalbewegungen des Bandes vor dem Pilotonkopf eine Amplitudenmodulation.

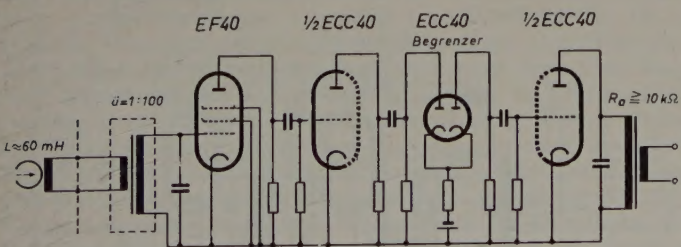


Bild 7. Prinzipschaltbild des Piloton-Vorverstärkers

Diese werden zur Erreichung einer konstanten Ausgangsspannung am Verstärker durch einen Begrenzer unterdrückt. Die Begrenzung setzt bei einer Piloton-EMK von 20 μV ein und liefert bei einer EMK von mehr als 25 μV ein konstantes Ausgangssignal von 3 V. Die sich im Verstärker zwangsweise ergebende Überlagerung der Pilotfrequenz von etwa 50 Hz mit der als Fremdspannung auftretenden Netzfrequenz, führt wegen des geringen Frequenzabstands zu einer Schwebung. Es tritt sowohl eine periodische Änderung der Amplitude als auch der Phasenlage des Pilotons ein. Dabei sind die Schwebungen der Amplitude von untergeordneter Bedeutung, da diese durch den im Piloton-Vorverstärker vorhandenen Begrenzer weitgehend unter-

drückt werden. Da der Piloton zur Steuerung einer Abspielanlage benutzt wird, führen Änderungen in der Phasenlage zu Gleichlaufschwankungen des Antriebsmotors, die wiederum Tonhöhenchwankungen der Nutzmodulation verursachen können. Unter der Voraussetzung, daß der Piloton und auch die Fremdspannung sinusförmig sind, gilt das Vektordiagramm nach Bild 8. Hierbei ist  $U_p$  die Pilotonspannung,  $U_{fr}$  die Fremdspannung und  $\omega_s$  die Kreisfrequenz der Schwebung aus Pilot- und Netzfrequenz. Bei einem Verhältnis von

$$X = \frac{U_{fr}}{U_p} \leq 0,1$$

ergibt sich nach [2] eine fast sinusförmige Änderung des Phasenwinkels der Pilotfrequenz. Diese kann zur Bestimmung des erforderlichen Fremdspannungsabstandes angenähert als Phasenmodulation aufgefaßt werden. Ausgehend von dem subjektiven Störeffinden, ist die Tonhöhenchwankung  $\varepsilon$  entsprechend der Definition des Modulationsgrades der Frequenzmodulation gegeben als Scheitelwert der Abweichung einer Tonhöhe von ihrem Sollwert.

$$\varepsilon = \frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f_0}$$

Da bei sinusförmiger Frequenzmodulation der Modulationsindex gleich dem Phasenhub, ferner  $X$  angenähert gleich  $a$  ist und  $a$  dem maximalen Phasenhub entspricht, kann man mit ausreichender Genauigkeit für die Bestimmung des Fremdspannungsabstandes von der Beziehung ausgehen

$$\varepsilon = \frac{X \cdot \omega_s}{\omega_p}$$

Läßt man für das vom Piloton gesteuerte Laufwerk eine zusätzliche Gleichlaufschwankung von  $\pm 1\%$  zu und sind die Abweichungen der Pilotfrequenz  $\leq 2$  Hz, so ergibt sich ein erforderlicher Fremdspannungsabstand im Pilotonkanal von 32 dB. (Dieser Wert berücksichtigt nicht die an Magnettonlaufwerken vorhandenen Filter und die dynamischen Eigenschaften der Regeleinrichtungen.) Dieser Fremdspannungsabstand konnte am Piloton-Vorverstärker durch sorgfältige Abschirmung des Eingangsübertragers und durch eine Gleichstromheizung der ersten Röhre ohne weiteres erreicht werden.

#### 5. Anlagen zur Wiedergabe von Piloton-Aufnahmen

Die Wiedergabe von Piloton-Aufnahmen erfordert besondere Anlagen. Wird eine direkte Wiedergabe des Bildstreifens mit dem dazugehörigen Tonstreifen ohne Umspielung auf perforierten Magnettonfilm gewünscht, so muß das Tonlaufwerk, auf dem die Piloton-Aufnahme abgespielt wird, in der Geschwindigkeit gesteuert werden. Für den Hochlauf von Bild- und Tonstreifen sind gegebenenfalls zusätzliche Einrichtungen notwendig. Filmabtaster mit einer kurzen und konstanten Hochlaufzeit können ohne Hochlaufsynchronisation über eine Relaischaltung durch den Einsatz des Pilotons gestartet werden, wenn die Hochlaufzeit durch einen entsprechenden Vorspann berücksichtigt wird. Werden dagegen Piloton-Aufnahmen für die Sendung bzw. zur Durchführung von Cutterarbeiten grundsätzlich auf perforierten Magnettonfilm umgespielt, so kann der aufgezeichnete Piloton über einen entsprechenden Leistungsverstärker zum Antrieb des Magnettonfilm-Laufwerks benutzt werden und dieses Laufwerk in der Geschwindigkeit steuern.

##### 5.1 Anlage zur Steuerung des Magnettonbandlaufwerks

Zur Synchronsteuerung ist ein Frequenzvergleich zwischen Taktgeber- und Pilotfrequenz zur Gewinnung einer Steuerspannung, mit der die Nachstimmung eines Oszillators erfolgt und dessen Frequenz dem Tonmotor des Laufwerks zugeführt wird, nicht ausreichend. Bekanntlich bleibt bei einem Frequenzvergleich [3] eine Restverstimmung zurück, die im vorliegenden Fall über einen kurzen oder längeren Zeitraum zu einem Auseinanderlaufen von Bild- und Tonstreifen führt. Bei dem ausgeführten Beispiel einer Wiedergabeanlage wurde daher die Nachstimmungsspannung für den Oszillator aus dem Phasenvergleich von Taktgeber- und Pilotfrequenz gewonnen. Bild 9 zeigt das Blockschema der Anlage mit dem Prinzipschaltbild des Steuergerätes. Dieses enthält eine Phasenbrücke, eine als Kapazität geschaltete

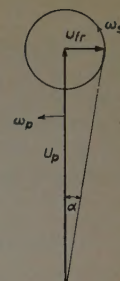


Bild 8. Vektordiagramm der Schwebung



Impedanzröhre und einen stabilisierten Generator, dessen Mittelfrequenz 50 Hz beträgt und dessen Frequenz durch die Impedanzröhre gesteuert wird. Beim Abspielen einer Pilotton-Aufnahme wird dem Tonmotor die Mittelfrequenz des Steuergerätes über einen Leistungsverstärker zugeführt und das Magnettonband mit einer der Mittelfrequenz entsprechenden Geschwindigkeit angetrieben. Der

des Tonmotors derart, daß die Pilotfrequenz mit der Taktgeberfrequenz in Übereinstimmung bleibt. Nach Erreichen eines stabilen Arbeitspunktes der Regeleinrichtung wird der Tonstreifen also synchron zum Taktgeber gesteuert. Der Synchronismus bleibt über die Dauer der Pilottonaufzeichnung erhalten, und es ist somit die Bedingung für die synchrone Wiedergabe der beiden Streifen erfüllt, sofern die Voraussetzung für den richtigen Hochlauf des Bildstreifens gegeben war.

Der Regelhub der beschriebenen Anlage wurde auf  $50 \pm 1$  Hz beschränkt. Zum Abspielen von Aufnahmen, deren aufgezeichnete Pilotfrequenz eine größere Abweichung als  $\pm 1$  Hz aufweist, muß die Mittelfrequenz des Generators von Hand nachgestellt werden. Eine Vergrößerung des Arbeitsbereichs der Anlage war mit Rücksicht auf den Einschwingvorgang der Regeleinrichtung beim Einsatz des Pilottons nicht möglich. Unter den vorstehenden Bedingungen ist der Einschwingvorgang bei ungünstiger Phasenlage des Pilottons nach etwa 0,5 s abgeklungen. Dieser Wert ist abhängig von den Konstanten der Regeleinrichtung, dem Innenwiderstand des Leistungsverstärkers und dem dynamischen Verhalten des Antriebsmotors. Der Einschwingvorgang der Regeleinrichtung verursacht eine Gleichlaufschwankung des Bandlaufwerks. Der Einsatzpunkt des Pilottons muß daher in die Modulationspause gelegt werden.

Durch eine günstige Bemessung des RC-Gliedes am Ausgang der Phasenbrücke konnte die Wirksamkeit schneller Schwankungen der Pilotfrequenz auf die Regelanordnung weitgehend unterdrückt werden.

Mit Hilfe des Relais *R* können Einrichtungen zur Signalisierung des Pilottons und der Start des Filmabtasters beim Einsatz des Pilottons ausgelöst werden. Dabei ist die Hochlaufzeit durch einen entsprechenden Vorspann zu berücksichtigen. Die Anlage kann auch zum Umspielen von Pilotton-Aufnahmen auf perforierten Magnettonfilm dienen. In diesem Fall muß die Antriebsfrequenz des Filmlaufwerks, also die Netzfrequenz, als Taktgeberfrequenz der Phasenbrücke zugeführt werden.

5.2 Anlage zur Steuerung des Magnettonfilmlaufwerks

Das Blockscha der Anlage, die ausschließlich zum Umspielen von Pilotton-Aufnahmen auf perforierten Magnettonfilm gedacht ist, zeigt Bild 12. Das Magnettonfilmlaufwerk hat zwei Antriebsmotoren, einen Hauptantriebsmotor *HM* und einen Synchronmotor *SM*. Im Pilottonbetrieb wird die Hauptantriebslast vom Antriebs-

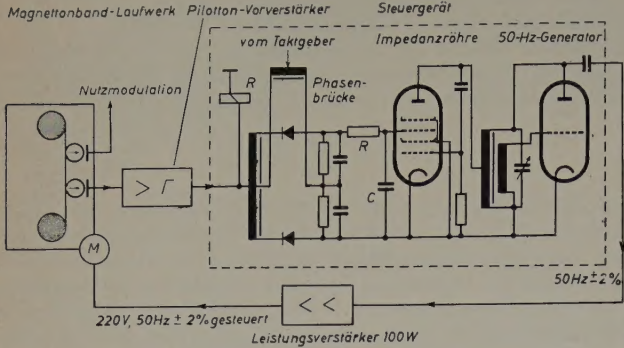


Bild 9. Blockscha der Pilottonanlage zur Steuerung des Magnetton-Bandlaufwerks

Phasenbrücke im Steuergerät werden Pilotton- und Taktgeberfrequenz zugeführt. Am Ausgang der Brücke entsteht bei Einsatz des Pilottons eine Spannung, deren Größe und Richtung von der augenblicklichen Lage des Pilottonvektors zum Taktgebervektor abhängt. Bei einer von der Vergleichsfrequenz abweichenden Pilotfrequenz ist der Pilottonvektor bestrebt, mit der Differenzfrequenz umzulaufen. (Der Taktgebervektor wird bei dieser Betrachtung als Bezugsvektor und als feststehend angenommen.) Hierbei setzt sofort ein Steuervorgang ein, der entsprechend der Arbeitskennlinie nach Bild 10 abläuft. Die Kennlinie weist einen stabilen (ausgezogen gezeichnet) und einen labilen Teil auf. Ist z. B. die Pilotfrequenz bei normaler Band-

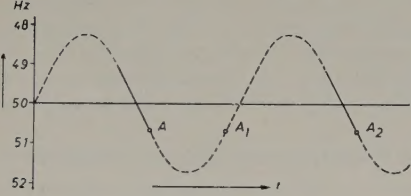


Bild 10. Arbeitskennlinie der Regeleinrichtung

geschwindigkeit 49 Hz und ist beim Einsatz der Pilotfrequenz die Phasenlage so, daß am Ausgang der Brücke eine Spannung entsteht, die die Frequenz des Generators dem Punkt A entsprechend ändert, so findet der Pilottonvektor eine stabile Lage und die Synchronsteuerung der Pilotton-Aufnahme ist erreicht. Wird jedoch beim Einsatz der Pilotfrequenz durch eine entsprechende Phasenlage der Punkt A1 erreicht, der sich auf dem labilen Teil der Kennlinie befindet, so läuft der Pilottonvektor einmal um. Die Drehung des Vektors geschieht sehr schnell, da der Regelvorgang im umgekehrten Sinn abläuft. Erst nach Umkehrung der Polarität der Ausgangsspannung der Phasenbrücke wird der stabile Punkt in A2 erreicht. Wie das Vektordiagramm der Phasenbrücke (Bild 11) zeigt, ergibt eine ursprüngliche Abweichung der Pilotfrequenz um  $\pm 1$  Hz von 50 Hz innerhalb des Arbeitsbereichs der Regeleinrichtung nur eine andere Stellung des Pilottonvektors. Die dadurch verursachte Änderung der Richtung am Ausgang der Phasenbrücke bewirkt eine Frequenzänderung des 50-Hz-Generators und somit eine Drehzahländerung

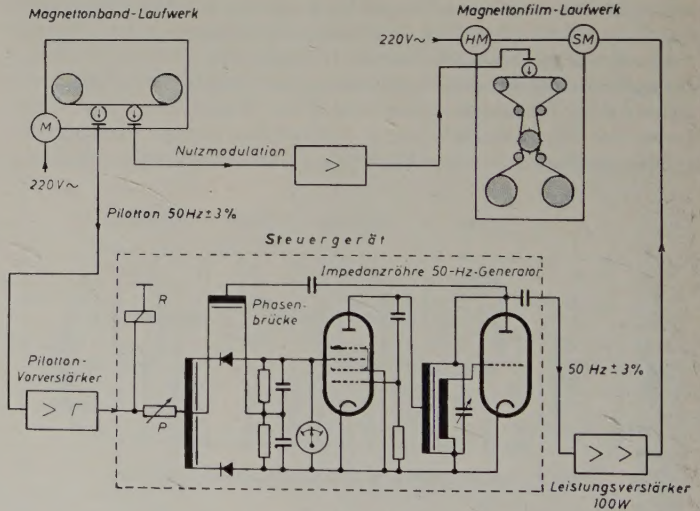


Bild 12. Blockscha der Pilottonanlage zur Steuerung des Magnettonfilmlaufwerks

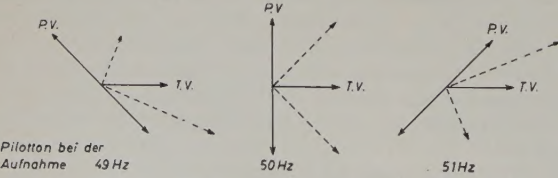


Bild 11. Vektor-Diagramm der Phasenbrücke

motor gedeckt, während der Synchronmotor nur das synchronisierende Brems- bzw. Beschleunigungsmoment liefert. Um die Leistung für den Synchronmotor möglichst kleinzuhalten, muß der Hauptantriebsmotor eine starke Abhängigkeit der Drehzahl vom Drehmoment aufweisen. Diese Kennlinie ist für den Hauptstrommotor gegeben. Sie kann jedoch auch bei Drehstrommotoren durch eine Erhöhung des Läuferwiderstands erreicht werden. Dem Synchronmotor wird über einen Leistungsverstärker die Mittelfrequenz des



Steuergerätes von 50 Hz zugeführt, und in die Phasenbrücke werden in diesem Fall die Pilotfrequenz und die Frequenz des Generators des Steuergerätes eingespeist. Der Generator wird also bei Einsatz des Pilottons über die Phasenbrücke mitgezogen. Das am Ausgang der Phasenbrücke befindliche Instrument dient zur Anzeige der Abweichung der Pilotfrequenz von der ursprünglich eingestellten Generatorfrequenz und ist in Hz-Abweichung geeicht. Mit Hilfe des Reglers  $P$  kann die Amplitude des Pilottons und somit der Mitnahmebereich, der maximal  $\pm 1,5$  Hz beträgt, geändert werden.

Ein Vorteil dieser Anlage besteht darin, daß Schwankungen der Pilotfrequenz, wie sie durch den ungleichförmigen Antrieb des geregelten Motors der Kamera entstehen können, in ihrer Wirkung auf die Steuerung völlig unterdrückt werden, und zwar durch die an Magnettonfilmlaufwerken vorhandenen Schwungmassen und Pendelrollenfilter, die auf etwa  $0,1 \dots 0,3$  Hz abgestimmt und stark gedämpft sind. Eingehende Untersuchungen haben ergeben, daß bei Einstellung des Mitnahmebereichs des Generators auf  $\pm 0,5$  Hz beim Einsatz des Pilottons im ungünstigsten Fall eine Gleichlaufschwankung von  $3 \dots 4\%$  auftritt. Diese Schwankung verläuft aperiodisch und sehr langsam. Sie tritt daher beim Umspielen von Pilotton-Aufnahmen nicht störend in Erscheinung, sofern es sich nicht um eine ausgesprochen kritische Modulation handelt. Vor dem Umspielen einer Pilotton-Aufnahme wird der Mittelwert der aufgezeichneten Pilotfrequenz mit Hilfe des Instrumentes am Ausgang der Phasenbrücke festgestellt, die Generatorfrequenz mit der Pilotfrequenz in Übereinstimmung gebracht und der Mitnahmebereich auf  $\pm 0,5$  Hz reduziert. Das Magnettonfilmlaufwerk wird beim Einsatz des Pilottones mit einer der Pilotfrequenz entsprechenden Geschwindigkeit angetrieben. Setzt der Pilotton aus, so läuft das Filmlaufwerk mit angenähert derselben Geschwindigkeit weiter, ohne daß bei erneutem Einsatz des Pilottones eine wesentliche Gleichlaufstörung entsteht. Die Bildkamera kann daher bei der Aufnahme ohne Rücksicht auf den Ablauf des akustischen Ereignisses bedient und der Einsatzpunkt des Pilottones in die Modulation gelegt werden. Es ist daher möglich, mit nur einer Bildkamera einen optisch abwechslungsreichen Bericht zu einer durchgehenden Tonaufnahme zu drehen. Das Material für die Zwischenschnitte kann asynchron und vielfach zeitlich vor oder nach der Synchronaufnahme aufgenommen werden.

Grundsätzlich kann dieses Arbeitsverfahren auch bei der im Abschnitt 5.1 beschriebenen Anlage angewendet werden, jedoch sind die mechanischen Filtereinrichtungen in Bandlaufwerken nicht in der Lage, den Einschwingvorgang der Regeleinrichtung und die dadurch verursachte Gleichlaufschwankung auf ein erträgliches Maß herabzusetzen.

## 6. Betriebserfahrungen und Anwendungsmöglichkeiten des Pilottonverfahrens im Fernsehen

Die bisherigen Erfahrungen bei der Anwendung von Pilottonverfahren im Fernsehen wurden sowohl durch den Einsatz tragbarer Magnetongeräte mit einer Bandgeschwindigkeit von 19 cm/s als auch durch den Einsatz von Magnettonlaufwerken der Standardausführung mit einer Bandgeschwindigkeit von 76/38 cm/s gewonnen, wie sie in größeren Übertragungsfahrzeugen üblich sind. Auf Grund der günstigen Ergebnisse ist beabsichtigt, weitere bereits vorhandene tragbare Magnetongeräte und Magnettonlaufwerke in Übertragungsfahrzeugen mit den für die Pilottonaufzeichnung im rechten Winkel zur Nutzmodulation erforderlichen Einrichtungen auszurüsten und für die bildsynchrone Tonaufnahme einzusetzen. Für Laufwerke der Standardausführung ist die Aufzeichnung des Pilottons mit HF-Vormagnetisierung vorgesehen. Bildsynchrone Tonaufnahmen mit Hilfe des Pilottonverfahrens werden vor allem bei der aktuellen Berichterstattung und bei Außenaufnahmen zur Herstellung von Fernsehfilmen durchgeführt. Da eine direkte Wiedergabe von Pilottonaufnahmen beim *Süddeutschen Rundfunk* nicht beabsichtigt ist und diese grundsätzlich zur Durchführung der Cutterarbeiten auf perforierten Magnettonfilm umgespielt werden, wird hier zur Erledigung dieser Aufgaben aus den schon angeführten Gründen eine Anlage benutzt, wie sie unter Abschnitt 5.2 beschrieben wurde. Bei der Umspielung erfolgt bereits eine Sichtung des aufgenommenen Materials. Zur Sendung gelangen Zweistreifen- und Einstreifenkopien mit Magnettonrandspur. Aus betrieblichen Gründen wird als Endprodukt die Einstreifenkopie angestrebt.

Durch die steigende Produktion von aktuellen Fernseh-Filmberichten und abendfüllenden Fernsehfilmen ergibt sich — vor allem bei der

Herstellung von Tanz- und Musikfilmen — eine weitere günstige Möglichkeit der Anwendung des Pilottonverfahrens. Tanz- und Revueszenen werden nach dem vom Film bekannten Play-back-Verfahren gedreht. Der Film wird in einzelne Szenen aufgelöst und diese in verschiedenen Einstellungen wiederholt aufgenommen. Um die Synchronisation von Bild- und Tonstreifen zu erhalten, werden zum Zuspänseln der Modulation Arbeitskopien auf perforiertem Magnettonfilm hergestellt. Wegen der an Magnettonfilmlaufwerken vorhandenen mechanischen Filter und umfangreichen Schwungmassen ist z. Z. ein schnelles Umspulen bei eingelegter Perforation nicht möglich. Die in diesem Betriebsfall notwendigen laufenden Wiederholungen bringen daher einen erheblichen Zeitverlust mit sich. Außerdem kostet schon das Material für eine Arbeitskopie auf Magnettonfilm etwa das Zehnfache einer Kopie auf Magnettonband. Magnettonbandlaufwerke dagegen, deren Hochlaufzeit weniger als 1 s beträgt und die Umpulgeschwindigkeiten bis zu  $8 \dots 10$  m/s haben, konnten wegen des Bandschlupfes nur für sehr kurze Szenen und unter Berücksichtigung verschiedener Vorsichtsmaßnahmen eingesetzt werden. Durch Aufzeichnung der Netzfrequenz als Pilotton bei der Herstellung einer Arbeitskopie auf Magnettonband ist eine eindeutige Beziehung der Bandgeschwindigkeit zur Netzfrequenz gegeben. Diese Arbeitskopie wird auf einer Wiedergabeanlage, wie in Abschnitt 5.1 angegeben, abgespielt. Hier werden also der Phasenbrücke Pilot- und Netzfrequenz zugeführt und das Band synchron zur Netzfrequenz wiedergegeben. Da der Antrieb der Filmkameras mit Synchronmotoren erfolgt, ist der Synchronismus zwischen Bild und Ton gewährleistet.

Der Einsatz von Pilottonverfahren im Fernsehen bietet für die Betriebstechnik vorteilhafte Arbeitsmöglichkeiten. Es ist daher zu erwarten, daß für sehr viele Aufgaben im Fernsehen Magnettonbandgeräte mit Pilottoneinrichtungen in steigendem Umfang Verwendung finden.

✱

Die der vorliegenden Arbeit zugrunde liegenden Untersuchungen des im *Süddeutschen Rundfunk* tätigen Verfassers wurden zum Teil, namentlich insoweit sie sich auf die Entwicklung des Pilotton-Verstärkers und des Steuergerätes beziehen, im *Rundfunktechnischen Institut*, Nürnberg, durchgeführt.

## Schrifttum

- [1] Theile, R.: Filmabtastung im Fernsehen. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 8 (1954) S. 305
- [2] Leisterer, R.: Fourier-Darstellung einer demodulierten Schwebung. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 19—20
- [3] Bartels, K.: Oszillatoren mit veränderbarer Frequenz hoher Konstanz. radio mentor Bd. 19 (1953) S. 376
- [4] Hare, D. G. C., u. Fling, W. D.: Picture synchronous magnetic tape recording. Soc. Motion Pict. Televis. Engs. J. Bd. 54 (1950) Nr. 5, S. 554—566
- [5] Schürer, J.: Gleichlauf von Bild und Ton bei Film und Fernsehen. radio mentor Bd. 19 (1953) S. 380
- [6] Vollmer, H.: Messen von Tonhöhen schwankungen. Funk u. Ton Bd. 6 (1952) Nr. 4, S. 169—175
- [7] Gondesen, K. E.: Verfahren der bildsynchrone Tonaufzeichnung im Fernsehen. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) Nr. 2, S. 60—63

(eingegangen am 8. Nov. 1956)

## Britische „scattering“-Strecken

Die Vorwärts-Streuung von Radiowellen scheint schon heute für kommerzielle Nachrichtenverbindungen von aktuellem Interesse zu sein. Nach Meldungen aus Großbritannien haben amtliche Stellen der Firma *Marconi* Auftrag auf Lieferung einiger Sende- und Empfangsanlagen (20 kW, 35...55 MHz) erteilt, die für Verbindungen zwischen Malta und dem Vereinigten Königreich (mit später geplanten Erweiterungen nach Zypern und dem Mittleren Osten) eingesetzt werden sollen. Im Auftrag der britischen Admiralität entstand ebenfalls bei *Marconi* der Prototyp eines Senders für den Verkehr zwischen Gibraltar und Großbritannien. Es handelt sich um einen abgeänderten 30...35-kW-Fernsehsender.

Unter Ausnutzung der troposphärischen Streuung nahmen vor einiger Zeit britische Behörden die erste Versuchsstrecke über etwa 320 km Entfernung zwischen dem Norden und Süden Englands mit geplantem Anschluß einer weiteren rund 300 km langen Strecke nach Schottland in Betrieb. Die Erfahrungen während des sechsmonatigen Probebetriebes haben die Brauchbarkeit dieser Strecke für kommerzielle Verbindungen gezeigt. Die weiteren Pläne sehen jetzt eine Verbindung für 36 Fernsprechanäle zwischen Newcastle und London (435 km) vor.



Die farbmétrischen Betrachtungen in dem ersten Teil der vorliegenden Arbeit „Farbmétrische Grundlagen“<sup>1)</sup>, auf die nachstehend, insbesondere hinsichtlich der dort abgeleiteten Gleichungen, Bezug genommen wird, zeigten, daß bei vorgegebenen drei Primärreizeinheiten zur Reproduktion eines Farbzeiges die Kenntnis der entsprechenden Farbwerte erforderlich ist. Die im Farbpfeifer bei der Wiedergabe von Weiß (Normlichtart C) vorhandenen Strahlungen stellen Primärreizeinheiten dar, die mit den als Information übertragenen Farbwerten zu multiplizieren sind. Hiermit wird nochmals klar, weshalb in den farbmétrischen Betrachtungen auf die Angabe absoluter Werte verzichtet werden konnte: Da die Helligkeit von Weiß im Empfänger und damit die Primärreizeinheiten willkürlich einstellbar sind, ist es nur notwendig, die Farbwerte mit der richtigen Spektralfunktion und den richtigen Relationen zueinander zu übermitteln.

Bei der Überlegung, wie die drei Farbwerte zu übertragen sind, kommt der Forderung nach der Kompatibilität des Signals eine ausschlaggebende Bedeutung zu. Damit wird verlangt, daß ein für die Farbpfeifer ausgestrahltes Signal auch von Schwarz-Weiß-Empfängern mit zufriedenstellender Qualität empfangen werden kann, und umgekehrt muß ein Farbfernsehempfänger zufriedenstellende Bilder mit einem normalen Schwarz-Weiß-Signal erzeugen. Die Bedingung der Kompatibilität kann erfüllt werden, wenn in einem System ein reines Helligkeitssignal (luminance signal) und Farbsignale (chrominance signals) für die Farbzeigart ausgestrahlt werden (constant luminance principle) [1]. Das ist das „Prinzip der konstanten Helligkeit“, nach dem im Idealfall das Helligkeitssignal und die Farbsignale vollständig unabhängig voneinander sind. Die Signale müssen so beschaffen sein, daß ein normaler Schwarz-Weiß-Empfänger nur aus dem Helligkeitssignal eine Information ableiten kann, während der Farbpfeifer durch Kombination aller Signale Farbzeigart erzeugt. Da der Farbpfeifer für jede Reizart innerhalb des ( $R_e$ ) ( $G_e$ ) ( $B_e$ )-Dreiecks geeignet sein muß, kann ihm auch ein Signal ohne Farbinformation, d.h. ein reines Helligkeitssignal, angeboten werden, wie es von einem Schwarz-Weiß-Sender ausgestrahlt wird.

### 8. Helligkeitssignal und Farbsignale

Für die Schwarz-Weiß-Empfänger wird ein der Helligkeit proportionales Signal benötigt. Dieses ergibt sich nach (8) durch Bewertung der Signale an den drei Signalausgängen eines Signalgebers mit den relativen Helligkeitsbeiwerten und Addition dieser Signale. Wenn die den Farbwerten proportionalen Signale mit  $E_R$ ,  $E_G$  und  $E_B$  bezeichnet werden, so gilt für das Helligkeitssignal

$$E_y = 0,30 E_R + 0,59 E_G + 0,11 E_B \quad (46)$$

Zur Übermittlung der Farbinformation (Reizart) können die Farbdifferenzsignale

$$\begin{aligned} E_{Dr} &= E_R - E_y \\ E_{Db} &= E_B - E_y \end{aligned} \quad (47a)$$

benutzt werden. Die den Farbwerten proportionalen Signale ergeben sich wieder durch Addition von  $E_y$ .

Die Übertragung eines grünen Differenzsignales ist nicht notwendig, da sich dieses aus den beiden anderen gemäß

$$E_{Dg} = E_G - E_y = -0,51 (E_R - E_y) - 0,19 (E_B - E_y) \quad (47b)$$

ergibt.

An den Differenzsignalen ist von großer Bedeutung, daß sie bei Weiß (Normlichtart C) Null werden. So gilt bei Weiß z.B. für das rote Differenzsignal

$$E_{Dr} = E_R - E_R (0,30 + 0,59 + 0,11) = 0 \quad (48)$$

da  $E_R = E_G = E_B$  ist (die Farbwerte sind bei Weiß einander gleich).

<sup>1)</sup> Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 1, S. 1–6

Zum Nachweis dafür, daß die Differenzsignale keine Helligkeitsinformation enthalten, sei angenommen, daß jedes Differenzsignal der entsprechenden Steuerelektrode einer Dreifarbröhre zugeführt wird.

Bei Annahme linearer Kennlinien sind die Helligkeiten

$$\text{rot } H_r = K l_{re} E_{Dr}, \text{ grün } H_g = K l_{ge} E_{Dg}, \text{ blau } H_b = K l_{be} E_{Db} \quad (49)$$

wenn die Helligkeiten den Differenzsignalen und den relativen Helligkeitsbeiwerten proportional sind;  $K$  ist eine Proportionalitätskonstante.

Die Summe der drei Helligkeiten ist

$$\begin{aligned} H &= H_r + H_g + H_b = K [l_{re}(E_R - E_y) + l_{ge}(E_G - E_y) + l_{be}(E_B - E_y)] \\ &= K [l_{re} E_R + l_{ge} E_G + l_{be} E_B - E_y (l_{re} + l_{ge} + l_{be})] = 0 \end{aligned} \quad (50)$$

Es zeigt sich also, daß die Differenzsignale keine Helligkeitsinformation enthalten.

### 9. Frequenzverschachtelung

Die Übertragung der Farbwertinformation durch ein Helligkeitssignal und durch die Farbsignale erlaubt es, die besonderen Eigenarten des Auges bezüglich des Farbsehens auszunutzen. Ein farbiges Fernsehbild wirkt nämlich auch dann scharf, wenn an scharfen Kanten oder in feinen Details nur die Helligkeitsänderungen mit der notwendigen Zeichnungsschärfe vorhanden sind und die Farbänderungen (Reizartänderungen) relativ verschwommen wiedergegeben werden. Daraus folgt, daß für die Übertragung der Farbdifferenzsignale eine geringere Bandbreite als für das Helligkeitssignal zulässig ist. Dieser Umstand ist von großer Bedeutung, denn dadurch wird es möglich, das für die Farbinformation benötigte Frequenzband in das Frequenzband für das Helligkeitssignal einzuschachteln (frequency interlace), so daß insgesamt nur die normale Bandbreite benötigt wird. Die Einschachtelung geschieht in der Weise, daß ein zusätzlicher, passend gewählter Farbhilfsträger (subcarrier) mit zwei Farbdifferenzsignalen moduliert und zum Helligkeitssignal addiert wird. Diese Art der simultanen Signalübertragung bringt jedoch zwei weitere Probleme, nämlich die Störwirkung des Farbhilfsträgers im Bild und die Wiedergewinnung der Differenzsignale im Farbpfeifer.

### 10. Störwirkung des Farbhilfsträgers

Ein willkürlich eingeführter Farbhilfsträger wird in jedem Fernsehempfänger eine beträchtliche Störwirkung verursachen. Diese geht jedoch sehr stark zurück, wenn die Frequenz des Farbhilfsträgers ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Zeilenfrequenz ist, da dann der Farbhilfsträger ein Helligkeitsmuster gemäß Bild 10 erzeugt. Durch die Verkopplung zwischen Farbhilfsträgerfrequenz und Zeilenfrequenz folgt nach jeder vollständigen Bildabtastung an Stellen einer Aufhellung eine Verdunklung. Ferner hat zwischen zwei benachbarten Zeilen eines Halbbildes das Helligkeitsmuster eine entgegengesetzte Phase. Infolge des zeitlichen und räumlichen Integrationsvermögens

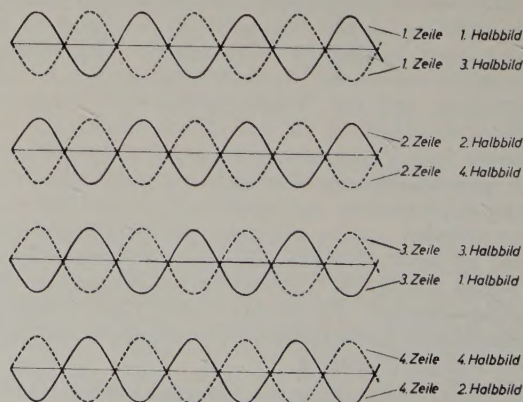


Bild 10. Helligkeitsmuster durch unmodulierten Farbhilfsträger



# Verfahren II. Übertragungsprinzip

des Auges kompensieren sich Aufhellungen und Verdunklungen, und die Störwirkung geht sehr stark zurück. Sie kann jedoch nicht vollständig verschwinden, da einerseits das Integrationsvermögen des Auges nicht vollkommen ausreicht und andererseits der gezeichnete sinusförmige Helligkeitsverlauf wegen der gekrümmten Kennlinie der Bildröhren nicht gegeben ist. Die noch verbleibende Störung zeigt eine „Perlschnurstruktur“, die um so weniger stört, je höher die Frequenz des Farbhilfsträgers ist.

Eine andere Aussage für diesen Sachverhalt gibt eine These von Mertz und Gray [2]. Aus dieser These folgt, daß in einem normalen Schwarz-Weiß-Signal die Energie sich im wesentlichen um ganz-zahlige Vielfache der Zeilenfrequenz gruppiert und zwischen diesen Häufungsstellen Lücken frei sind, die für die Übertragung zusätzlicher Informationen benutzt werden können. Diese Lücken werden nun durch das Frequenzspektrum des Farbhilfsträgers belegt.

Das Helligkeitsmuster im Bild 10 gilt für den unmodulierten Farbhilfsträger. Wegen der Modulation mit den Differenzsignalen wird es nicht mehr so gleichmäßig sein und eine zusätzliche Struktur aufweisen. Diese Struktur fällt jedoch mit der Struktur des Helligkeitssignales zusammen, so daß sie nicht störend in Erscheinung tritt. Eine wesentliche Eigenart des NTSC-Verfahrens liegt ferner darin, daß an allen weißen beziehungsweise grauen Bildstellen wegen des Nullwerdens der Differenzsignale auch der Farbhilfsträger und damit die „Perlschnurstörung“ verschwinden.

## 11. Zweiphasenmodulation des Farbhilfsträgers

Um mit einem Farbhilfsträger zwei Differenzsignale übertragen zu können, muß man seine Phase und seine Amplitude modulieren. Zu diesem Zweck wird der Farbhilfsträger zunächst in zwei um  $90^\circ$  phasenverschobene Schwingungen aufgespalten und die Amplitude jeder dieser Schwingungen mit einem Differenzsignal multipliziert. Ein Zeigerdiagramm der beiden Trägerkomponenten ist im Bild 11 dargestellt. Für die modulierte Farbhilfsträgerspannung  $F$  gilt die Beziehung

$$F = E_{Dr} \cos \omega t + E_{Db} \sin \omega t \quad (51)$$

mit der Kreisfrequenz  $\omega$  des Farbhilfsträgers.

Bei dieser Modulationsart kann die eigentliche Trägerschwingung Null werden. Es ist deshalb für die Demodulation im Farbempfänger die eigentliche, unmodulierte Trägerschwingung erforderlich. Zu ihrer Wiedergewinnung im Empfänger wird während der Horizontalaus-tastung ein Schwingungszug (Farbimpuls) von etwa 8 Perioden der Trägerschwingung übertragen (Bild 12). Die relative Phasenlage der Farbimpulsschwingungen zu den Farbinformationsträgern ist im Bild 11 mit eingezeichnet. Die Frequenz der Trägerschwingung beträgt in der amerikanischen Norm  $3,579545 \text{ MHz} \pm 3 \cdot 10^{-6}$ .

Mit dem Farbimpuls wird im Empfänger entweder ein Schwingkreis sehr hoher Güte angeregt und daraus die Trägerschwingung mit der richtigen Phasenlage und Frequenz abgeleitet oder mit einer Vergleichsschaltung ein spezieller Oszillator abgeglichen. Für die richtige Funktion derartiger Schaltungen ist eine sehr hohe Selektivität, d. h. eine sehr geringe Bandbreite, erforderlich. Daraus erklären sich die geringen Toleranzen der Farbhilfsträgerfrequenz.

Die wiedergewonnene Trägerschwingung wird, bezogen auf die Phasenlage des Farbimpulses (Bild 11), wieder in eine Sinus- und Cosinusschwingung aufgespalten. Das mit der normalen Demodulation entstehende Videosignal wird nach einer notwendigen Bandbegrenzung in zwei getrennten Stufen mit der Cosinus- oder der Sinusschwingung multipliziert. Durch Multiplikation mit der Cosinusschwingung erhält man

$$\begin{aligned} & E_{Dr} \cos \omega^2 t + E_{Db} \sin \omega t \cos \omega t = \\ & \frac{E_{Dr}}{2} + \frac{E_{Dr}}{2} \cos 2 \omega t + \frac{E_{Db}}{2} \sin 2 \omega t \end{aligned} \quad (52)$$

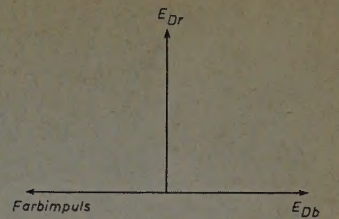


Bild 11. Phasenlage der Farbhilfsträgerkomponenten und des Farbimpulses

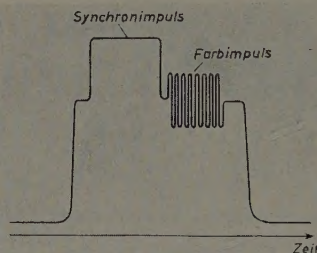


Bild 12. Horizontalausastlücke mit Synchron- und Farbimpuls

und durch Multiplikation mit der Sinusschwingung

$$\begin{aligned} & E_{Dr} \cos \omega t \sin \omega t + E_{Db} \sin \omega^2 t = \\ & \frac{E_{Db}}{2} - \frac{E_{Db}}{2} \cos 2 \omega t + \frac{E_{Dr}}{2} \sin 2 \omega t \end{aligned} \quad (53)$$

Die Schwingungen mit der Frequenz  $2\omega$  werden durch Tiefpässe unterdrückt, so daß nur noch die Differenzsignale übrigbleiben.

## 12. Abweichungen vom „Prinzip der konstanten Helligkeit“

Nach dem „Prinzip der konstanten Helligkeit“ sollen das Helligkeitssignal und die Farbsignale voneinander unabhängig sein. Das ist der Fall, wenn Farbsignale ohne Gammavorentzerrung verwendet werden, wie mit (49) und (50) gezeigt wurde.

Im Gegensatz zu (46) und (47) werden aber im NTSC-Verfahren die Signale

$$E_y' = 0,299 E_R' + 0,587 E_G' + 0,114 E_B' \quad (54)$$

$$E_{dr}' = 0,877 (E_R' - E_y') \quad (55)$$

$$E_{db}' = 0,493 (E_B' - E_y')$$

verwendet, wobei  $E_R'$ ,  $E_G'$  und  $E_B'$  die gammavorentzerten Ausgangssignale  $E_R$ ,  $E_G$  und  $E_B$  der Kamera sind. Die Gammavorentzerrung ist wegen der gekrümmten Kennlinie der Bildröhren notwendig. Infolge der Gammavorentzerrung enthält das Helligkeitssignal  $E_y'$  nicht mehr die volle Helligkeitsinformation. Zur Demonstration sei folgendes Beispiel angenommen: Das zu übertragende Objekt ist rot, so daß nur der rote Signalausgang der Kamera ein Signal liefert. Das richtige, der Helligkeit proportionale Signal ist

$$E_y = 0,3 E_R$$

Mit dem Exponenten  $\gamma$  für die Übertragungskennlinie der Wiedergaberöhre ist das richtig gammavorentzerte Signal

$$E_y^{1/\gamma} = (0,3 E_R)^{1/\gamma}$$

Die Helligkeit der Wiedergaberöhre  $H_{sw}$  im Schwarz-Weiß-Empfänger ist dann

$$H_{sw} \sim (E_y^{1/\gamma})^\gamma \sim 0,3 E_R$$

womit die richtige Proportionalität zwischen der Originalhelligkeit und der Wiedergabehelligkeit gegeben ist. Im NTSC-Verfahren gilt aber für das Helligkeitssignal

$$E_y' = 0,3 (E_R)^{1/\gamma}$$

und für die von einem Schwarz-Weiß-Empfänger wiedergegebene Helligkeit

$$H_{sw} \sim (E_y')^\gamma \sim (0,3)^\gamma E_R < 0,3 E_R$$

so daß die richtige Proportionalität nicht mehr gegeben ist. Der Fehler in der Helligkeitsübertragung wächst mit der Sättigung und ist Null bei der Übertragung von Weiß, da dann mit  $E_R = E_G = E_B = E_0$  das gammavorentzerte Helligkeitssignal

$$E_y' = E_0^{1/\gamma} (0,3 + 0,59 + 0,11)$$

ist, was im Schwarz-Weiß-Empfänger mit der richtigen Proportionalität wiedergegeben wird [3].

Die Helligkeitswiedergabe im Farbempfänger ist jedoch richtig, da durch Addition von  $E_y'$  zu den Differenzsignalen die notwendigen gammavorentzerten Farbwertsignale  $E_R^{1/\gamma}$ ,  $E_G^{1/\gamma}$  und  $E_B^{1/\gamma}$  wiederhergestellt werden. Daraus folgt zwangsläufig, daß im Gegensatz zum



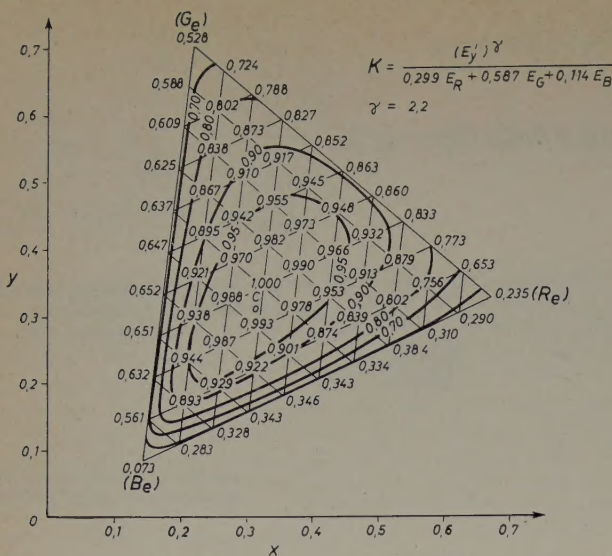


Bild 13. Index K der konstanten Helligkeit

„Prinzip der konstanten Helligkeit“ das Farbsignal zur Helligkeit beiträgt. Diese Eigenart wird durch den „constant-luminance index“  $K$  beschrieben, der das Verhältnis der vom Helligkeitssignal übertragenen Helligkeit zur gesamten im Farbbempänger verursachten Helligkeit angibt. Da die Gesamthelligkeit im Farbbempänger richtig ist, ist der Index  $K$  unmittelbar ein Maß für die Verfälschungen im Schwarz-Weiß-Empfänger [4]. Im Bild 13 ist der Index  $K$  in Abhängigkeit von der Reizart angegeben. Der Fehler im „Prinzip der konstanten Helligkeit“ beeinflusst ferner im ungünstigen Sinne den Störabstand im Bild, was aber hier nicht näher diskutiert werden soll.

### 13. Bemessung und Auswahl der Differenzsignale

Mit Rücksicht auf die Schwarz-Weiß-Empfänger wird das Helligkeitssignal mit dem normalen Pegel ausgesendet. Da der Farbhilfsträger zu diesem Signal addiert wird, entsteht die Gefahr der Übersteuerung, wie Bild 14 zeigt. In dem zu übertragenden Objekt ist eine Strahlungsverteilung angenommen, die an den drei Signalausgängen die Signale

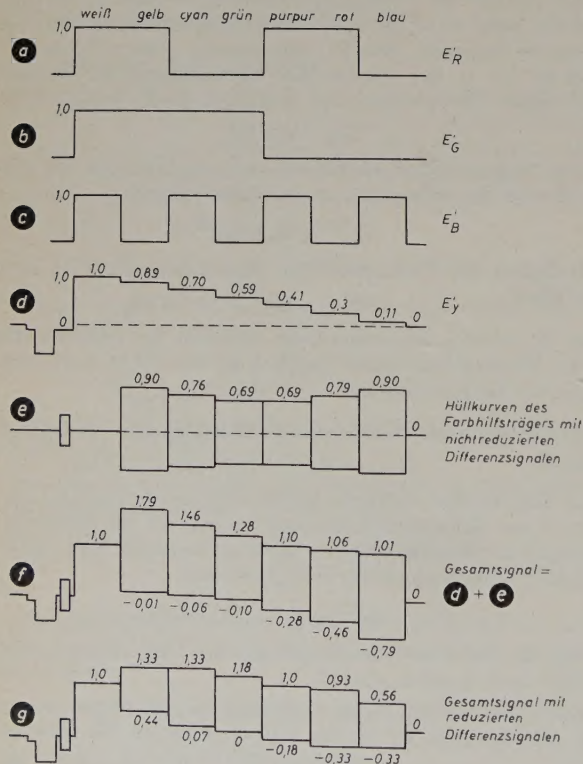


Bild 14. Signalverlauf bei vertikalen Streifen mit den angegebenen Farben

$a, b$  und  $c$  erzeugt. Mit (54) ergibt sich das Helligkeitssignal  $d$  und mit

$$F_H = \sqrt{(E_R' - E_y')^2 + (E_B' - E_y')^2} \quad (56)$$

die Hüllkurve  $F_H$  für den Farbhilfsträger (Bild 14 e). Die Addition beider Signale ergibt  $f$ . Der gesamte benötigte Aussteuerungsbereich wird damit 1,84mal größer als normal, wenn bei Weiß die normale Signalspannung mit 1 angenommen wird. Die amerikanische Erfahrung hat jedoch ergeben, daß eine Übersteuerung um 33% zulässig ist. Dies führte zur Verminderung des roten Differenzsignals auf 87,3% und des blauen auf 49,3%. Damit gilt für die Differenzsignale [3] (Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 1, S. 6)

$$E'_{dr} = 0,877 (E_R' - E_y')$$

$$E'_{db} = 0,493 (E_B' - E_y')$$

Die Summe des Helligkeitssignals und des Farbhilfsträgers zeigt Bild 14 g; im Bild 15 sind die Amplituden und Phasen des Farbhilfsträgers entsprechend den Signalen im Bild 14 a, b und c dargestellt.

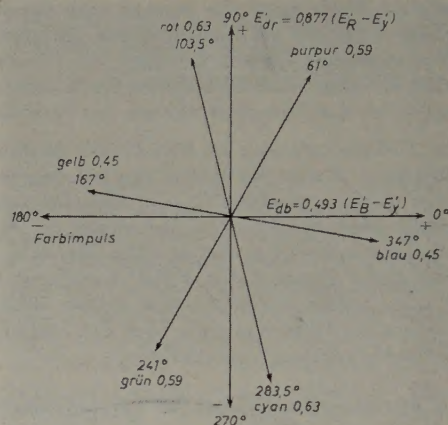


Bild 15. Amplituden u. Phasen des Farbhilfsträgers für die Signale nach Bild 14 a, b, c

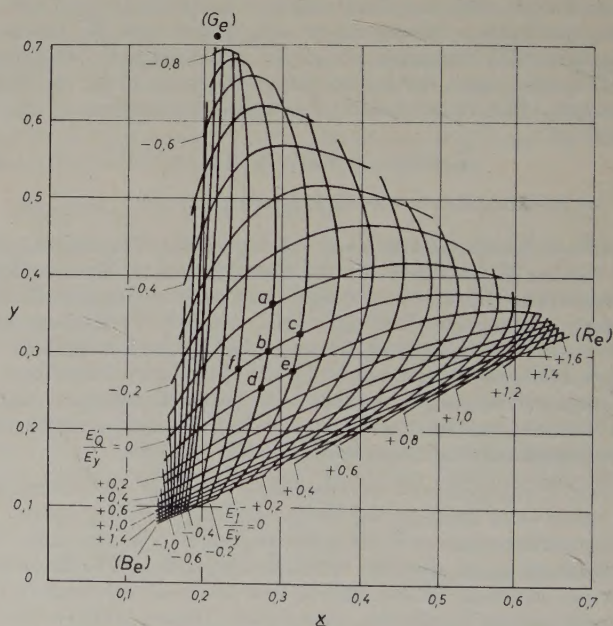


Bild 16. Kurvennetz für konstante Werte von  $E_R'/E_y'$  und  $E_B'/E_y'$

Der Farbhilfsträger übermittelt im wesentlichen Farbtönung und Farbsättigung und damit die Reizart. Wenn zwischen benachbarten Bildstellen die Reizart sich ändert, wird der Hilfsträger eine Änderung erfahren. Die Grundlage für die Verwendung bandbegrenzter Farbsignale liegt aber in der Tatsache, daß das Wahrnehmungsvermögen des Auges für Reizartunterschiede in feinen Details wesentlich geringer ist als für Helligkeitsunterschiede. Das Wahrnehmungsvermögen hängt außerdem noch von der Art des Reizartunterschiedes ab. So kann beispielsweise nach Bild 16 [5] der Reizartunterschied zwischen



$f$  und  $b$  in feineren Details wahrgenommen werden als der Reizartunterschied zwischen  $b$  und  $d$ , d. h., der Bandbreitenbedarf ist für den Reizartunterschied  $f b$  größer als für  $b d$ .

Um die optimale Verwendung der für die Differenzsignale zur Verfügung stehenden Bandbreiten zu ermitteln, wurde in den USA die folgende Untersuchung durchgeführt [6].

Der Farbhilfsträger wurde mit Rücksicht auf geringe Sichtbarkeit der „Perlschnurstörung“ möglichst nahe an das obere Ende des Übertragungsbereiches gelegt. Dabei mußte die Lage des Farbhilfsträgers zur halben Zeilenfrequenz und der notwendige Bereich für die oberen Seitenfrequenzen der Differenzsignale berücksichtigt werden. Als optimaler Wert ergab sich etwa 3,6 MHz. Ein Fernsehsystem wurde nun so eingerichtet, daß zwei Differenzsignale in beliebiger Weise aus den drei Farbwertsignalen  $E_R'$ ,  $E_G'$  und  $E_B'$  zusammengesetzt werden konnten. Die Bandbreiten für die unmodulierten Differenzsignale betrugen 0,5 MHz und 1,5 MHz.

Als Signalquelle wurde eine Studiokamera verwendet und damit eine Serie von Farbmustern übertragen, von denen jedes auf jedes der anderen gelegt wurde. Die Beobachter vor dem Farbfernsehempfänger hatten zu beurteilen, bei welcher Signalkombination die Farbübergänge an den Überlappungsstellen der Farbmuster die beste Qualität zeigten. Es kam dabei im wesentlichen auf die Signalkombination im Zweig mit der größeren Bandbreite an, da die Vorlagen an den Überlappungsstellen einen relativ schnellen Signalwechsel verursachen. Die Kombinationen im Kanal mit der geringeren Bandbreite waren dabei ziemlich unkritisch. Als Ergebnis dieses Versuches wurden die folgenden Signalkombinationen gewählt:

$$\begin{aligned} E_{Q'} &= 0,41 (E_{B'} - E_{Y'}) + 0,48 (E_{R'} - E_{Y'}) \\ &= 0,21 E_{R'} - 0,52 E_{G'} + 0,31 E_{B'} \end{aligned} \tag{57}$$

mit 0,5 MHz Bandbreite und

$$\begin{aligned} E_{I'} &= -0,27 (E_{B'} - E_{Y'}) + 0,74 (E_{R'} - E_{Y'}) \\ &= 0,60 E_{R'} - 0,28 E_{G'} - 0,32 E_{B'} \end{aligned} \tag{58}$$

mit 1,5 MHz Bandbreite.

Bild 16 zeigt Kurvenscharen für konstante Werte von  $E_{Q'}/E_{Y'}$  und  $E_{I'}/E_{Y'}$ . An Hand dieser Darstellung kann das Verhalten der  $Q'$ - und  $I'$ -Signale bei plötzlichen oder periodischen Reizartänderungen betrachtet werden.

Springt an einer Farbkante z. B. die Reizart von  $a$  nach  $b$ , so ändert sich das  $Q'$ -Signal mit einer Flankensteilheit, die der Bandbreite von 0,5 MHz entspricht. Ein Reizartsprung von  $d$  nach  $e$  erfolgt im  $I'$ -Signal mit einer Flankensteilheit entsprechend 1,5 MHz. Ein Reizartsprung von  $a$  nach  $e$  wird in beiden Signalzweigen Veränderungen auslösen.

Periodische Reizartänderungen, z. B. zwischen  $a$  und  $d$  unterhalb 0,5 MHz und zwischen  $d$  und  $e$  unterhalb 1,5 MHz, werden voll übertragen. Oberhalb 0,5 MHz verschwindet das  $Q'$ -Signal, und die Reizartänderung  $a d$  wird nur noch als Reizart  $b$  übertragen, da nur der  $I'$ -Kanal noch ein Signal überträgt. Wenn eine Reizartänderung  $d e$  oberhalb 1,5 MHz erfolgt, verschwindet auch das  $I'$ -Signal.

Nach dem Verschwinden der  $Q'$ - und  $I'$ -Signale wird nur noch das Helligkeitssignal eine Informationsänderung übermitteln, falls mit der Reizartänderung auch eine Helligkeitsänderung verbunden ist. Diese Systemeigenschaft entspricht der Eigenart des Auges, das sehr feine Details nicht mehr in ihrer Reizart, sondern nur noch durch ihre Helligkeitsunterschiede wahrnehmen kann.

#### 14. Zusammenhang zwischen den Signalen $E'_{dr}$ , $E'_{db}$ und $E'_Q$ , $E'_I$

Die Differenzsignale nach (55) bewirken bei vorgegebener Reizart nach der Modulation eine bestimmte Phasenlage und Amplitude des Farbhilfsträgers. Die  $Q'$ - und  $I'$ -Signale sollen bei der gleichen Reizart die gleiche Phasenlage und Amplitude des Farbhilfsträgers erzeugen. Dazu werden bei konstantgehaltener Bezugslage des Farbimpulses die beiden um 90° verschobenen Komponenten des Farbhilfsträgers gemeinsam um 33° im Gegenuhrzeigersinn gedreht. Bild 17 zeigt nochmals die beiden Komponenten für  $E'_{dr}$  und  $E'_{db}$  mit der relativen Phasenlage der Schwingungen des Farbimpulses. Die gestrichelten Linien geben die Lage der  $Q'$ - und  $I'$ -Farbhilfsträgerkomponenten an. Ferner ist die Konstruktion des Farbhilfsträgers für Grün mit eingezeichnet. Eine vollständige Darstellung des Farbhilfsträgers für die Reizarten innerhalb des Dreiecks  $(R_e)$ ,  $(G_e)$ ,  $(B_e)$  zeigt das Bild 18 [7]. Die Amplitude des Farbhilfsträgers ist darin auf das Helligkeitssignal  $E_{Y'}$  bezogen.

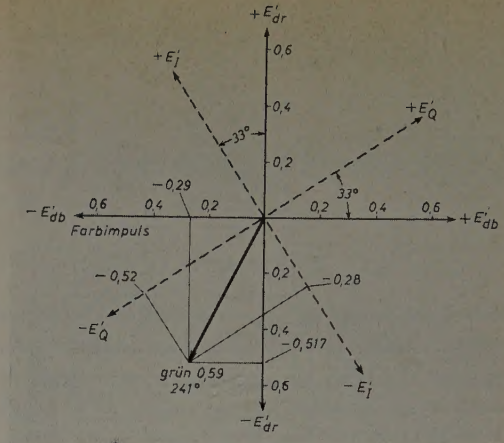


Bild 17. Phasenlage der Farbhilfsträgerkomponenten für  $E'_{dr}$ ,  $E'_{db}$  und  $E'_Q$ ,  $E'_I$

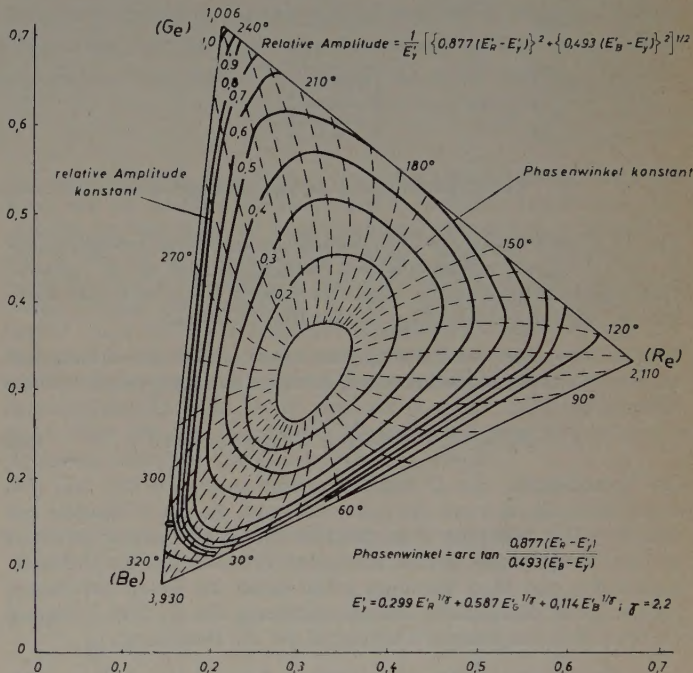


Bild 18. Relative Amplituden und Phasen des Farbhilfsträgers für die Reizarten innerhalb des Dreiecks  $(R_e)$ ,  $(G_e)$ ,  $(B_e)$

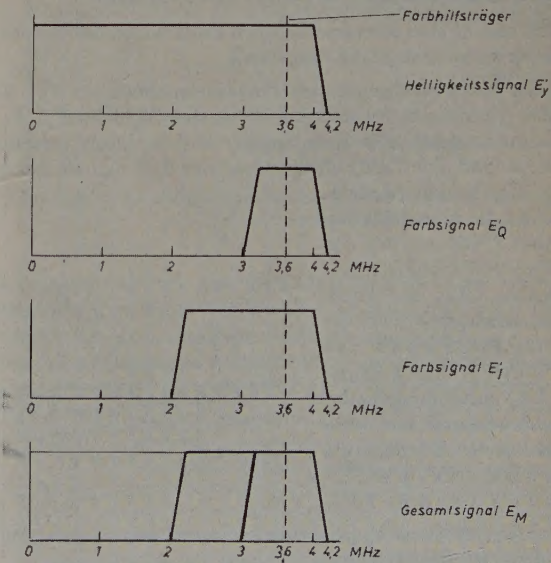


Bild 19. Frequenzkennlinien



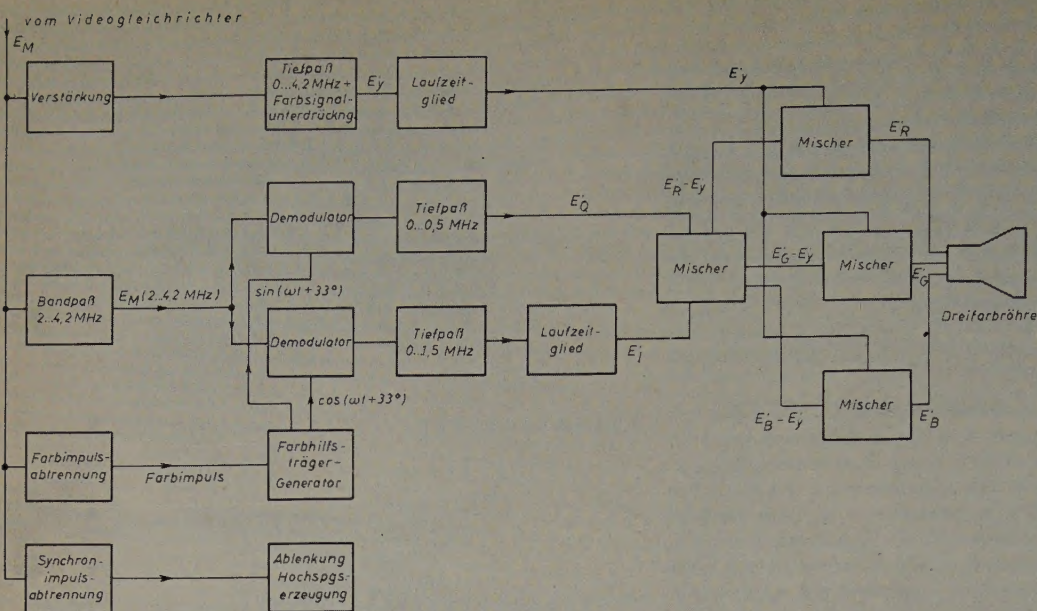


Bild 20. Schematischer Aufbau des Empfängers für Farbfernsehen nach dem NTSC-Verfahren

Für die Demodulation des Farbhilfs-trägers zur Wiederherstellung der  $Q'$ - und  $I'$ -Signale müssen aus dem Farbbimpuls zwei um  $90^\circ$  phasenverschobene Schwingungen abgeleitet werden, die relativ zum Farbbimpuls genau die gleiche Lage wie im Bild 17 haben.

Da die Phasenlage des Farbbimpulses mit  $\sin(\omega t + 180^\circ)$  festgelegt ist, folgt nach der Modulation und Addition für den gesamten Farbhilfs-träger

$$F = E_{Q'} \sin(\omega t + 33^\circ) + E_{I'} \cos(\omega t + 33^\circ) \quad (59)$$

Die Demodulation des  $Q'$ -Signales erfolgt analog zu (52) und (53) durch Multiplikation mit  $\sin(\omega t + 33^\circ)$  und die des  $I'$ -Signales mit  $\cos(\omega t + 33^\circ)$ . Wenn zur Demodulation nur Schwingungen mit  $\sin \omega t$  und  $\cos \omega t$  verwendet werden, so ergeben sich auch hier die Differenzsignale  $E'_{Q'}$  und  $E'_{I'}$ ; allerdings gehen damit die Qualitätsverbesserungen durch die spezielle Zusammensetzung der  $Q'$ - und  $I'$ -Signale verloren. Für das gesamte Videosignal gilt die Beziehung

$$E_M = E_{y'} + E_{Q'} \sin(\omega t + 33^\circ) + E_{I'} \cos(\omega t + 33^\circ) \quad (60)$$

Bild 19 zeigt die Frequenzkennlinien der einzelnen Signale.

## 15. Schematischer Aufbau von Sender und Empfänger

Im Bild 20 und 21 sind die verschiedenen Funktionen des Senders und Empfängers zusammengefaßt dargestellt.

Die von der Kamera abgegebenen Farbwertspannungen  $E_R$ ,  $E_G$  und  $E_B$  werden gammaentzerrt und danach zu den Signalen  $E_{y'}$ ,  $E'_{Q'}$  und  $E'_{I'}$  zusammengesetzt. Die drei Signale laufen durch verschiedene Tiefpässe, so daß eine Laufzeitanpassung der drei Signale notwendig wird. In den beiden Modulatoren erfolgt die Multiplikation der  $Q'$ - und  $I'$ -Signale mit den entsprechenden Farbhilfs-trägerkomponenten. Aus der Farbhilfs-trägerschwingung wird der Farbbimpuls ausgeblendet und die vier Signale in einer weiteren Mischeinheit zusammengesetzt. Das Synchronsignal zur Synchronisierung der Ablenkgeräte im Empfänger wird dem  $E_{y'}$ -Signal bereits vor dem Laufzeitglied zugeführt.

Im Empfänger wird nach normaler Demodulation das Videosignal zunächst verstärkt. Da-

zeugung der drei Differenzsignale gemäß den Beziehungen

$$\begin{aligned} E_{R'} - E_{y'} &= 0,96 E_{I'} + 0,62 E_{Q'} \\ E_{B'} - E_{y'} &= -1,101 E_{I'} + 1,70 E_{Q'} \\ E_{G'} - E_{y'} &= 0,28 E_{I'} - 0,64 E_{Q'} \end{aligned} \quad (61)$$

Die Addition von  $E_{y'}$  zu den Differenzsignalen ergibt dann die Farbwertsignale  $E_{R'}$ ,  $E_{G'}$  und  $E_{B'}$ , die nach Wiederherstellung der mittleren Bildhelligkeit den Steuerelektroden der Dreifarbröhre zugeführt werden.

## Schrifttum

- [1] Bailey, W. F.: The constant luminance principle in NTSC color television. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 42 (1954) Nr. 1, S. 60
- [2] Mertz, P., u. Gray, F.: A theory of scanning. Bell syst. techn. J. Bd. 13 (1934) S. 464
- [3] • Gouriet, G. G.: An introduction to colour television. London 1955, Norman Price
- [4] Livingston, D. C.: Colorimetric analysis of the NTSC color television system. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 42 (1954) Nr. 1, S. 138
- [5] Chatten, J. B.: Transition effects in compatible color television. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 42 (1954) Nr. 1, S. 221
- [6] Kell, R. D., u. Schroeder, A. C.: Optimum utilization of the radio frequency channel for color television. RCA Rev. Bd. 14 (1953) Nr. 6, S. 133
- [7] Bingley, F. J.: Transfer characteristics in NTSC color television. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 42 (1954) Nr. 1, S. 71
- [8] Schwarz, E.: Übersicht über die verschiedenen Farbfernseh-Systeme. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 9 (1955) Nr. 11, S. 487 (enthält ein umfangreiches Verzeichnis des einschlägigen Schrifttums zum Thema Farbfernsehen)

(eingegangen am 28. Juni 1956)

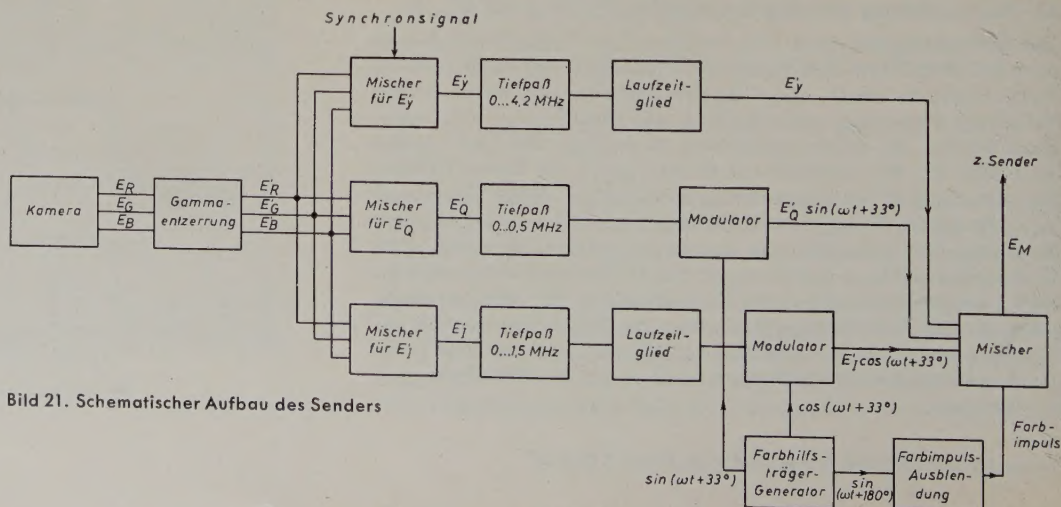


Bild 21. Schematischer Aufbau des Senders



R. SUHRMANN

# Kontrast und Graustufen im Fernsehbild

DK 621.397.9:535.61-29

Der ausnutzbare Kontrast — das Verhältnis der größten zur geringsten Leuchtdichte auf dem Bildschirm — ist ein wesentliches Qualitätsmerkmal des Fernsehbildes. Es soll hier nur vom Grobkontrast, d. h. von den Leuchtdichteverhältnissen großer Bildflächen zueinander, die Rede sein. Im Gegensatz dazu ist der Feinkontrast — das Leuchtdichteverhältnis in kleinen Bildeinheiten — eng mit der Auflösung verknüpft. Er wird wesentlich durch Überstrahlungen in der Umgebung des Leuchtflecks beeinflusst und ist im allgemeinen viel kleiner als der Grobkontrast. Aber nicht nur der Kontrast allein ist für die Güte eines Fernsehbildes wesentlich, sondern viel mehr noch die Zahl der unterscheidbaren Graustufen, aus denen sich das Bild aufbaut.

Die Maximalleuchtdichte eines Fernsehbildes wird fast ausschließlich durch die Bildröhre bestimmt; dagegen hängt die Minimalleuchtdichte stark von der Aufhellung des Bildschirms durch Raumlicht ab. Die Folge davon ist ein Verlust an Kontrast. Hiervon wird auch die Anzahl der erkennbaren Graustufen betroffen. Da die Wahrnehmung von Leuchtdichteunterschieden durch das Auge bei der Betrachtung und Beurteilung der Güte des Fernsehbildes ausschlaggebend ist, seien zunächst die physiologischen Gesetzmäßigkeiten, denen das Sehen unterliegt, erörtert.

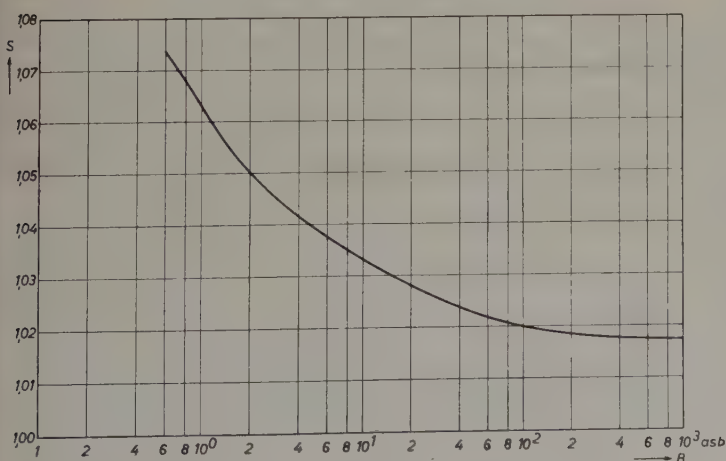
## 1. Physiologische Zusammenhänge

Das Auge hat die Eigenschaft, Leuchtdichteunterschiede logarithmisch zu bewerten. Leuchtdichteverhältnisse von beispielsweise 1 : 10 : 100 : 1000 empfindet das Auge wie eine gleichmäßig ansteigende Treppe mit den Stufen 0, 1, 2, 3. Das kleinste vom Auge wahrnehmbare Leuchtdichteverhältnis ist definiert als

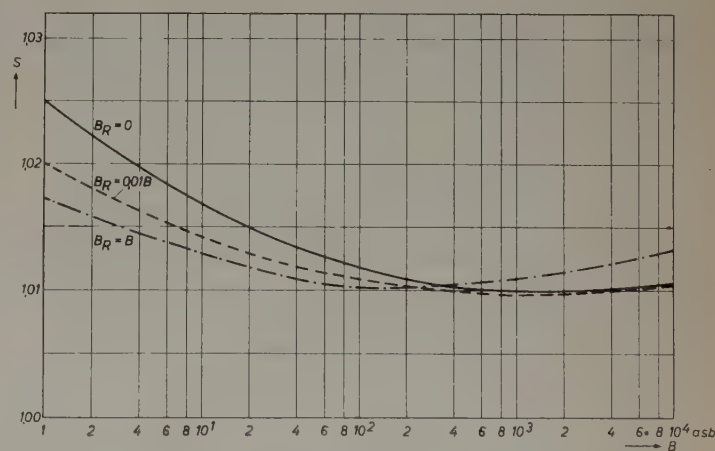
$$S = \frac{B + \Delta B}{B} \quad (1)$$

Dieser „Schwellenwert“  $S$  ist nun nicht für alle Leuchtdichten konstant, wie nach dem Weber-Fechnerschen Gesetz anzunehmen wäre. Vielmehr kann man eigentlich nur für den Fall zweier benachbarter Flächen, deren konstante Leuchtdichten bis auf den Betrag des Schwellenwertes  $S$  übereinstimmen, ein festes minimales  $S$  definieren. Für diesen Fall ergibt sich nach König [1] die im Bild 1 dargestellte Leuchtdichteabhängigkeit des Schwellenwertes  $S$ . Dieser nimmt in dem für das Fernsehen interessierenden Leuchtdichtebereich zwischen 1 und 1000 asb Werte von  $S = 1,065 \dots 1,017$  an. Dabei ist vorausgesetzt, daß die Adaptation des Auges ausschließlich durch die Leuchtdichte der betrachteten „zweistufigen Treppe“ bestimmt ist.

Wird das Umfeld aufgehellt — das entspricht einer Betrachtung des Fernsehbildes bei Raumbeleuchtung —, dann ändern sich die Verhältnisse. Einerseits nimmt, wie eingangs erwähnt, der Kontrast wegen Aufhellung der dunklen Bildteile durch das Raumlicht ab, andererseits besteht die physiologische Folge einer zusätzlichen Umfeldbeleuchtung darin, daß der Schwellenwert  $S$  von dem Verhältnis zwischen Raum- (Umfeld-) und Schirmbildleuchtdichte abhängig ist.

Bild 1. Schwellenwert  $S$  als Funktion der Leuchtdichte  $B$  [nach König]

Das Auge adaptiert dann je nach Größe des Gesichtswinkels auf einen Wert, den die mittlere im Gesichtsfeld herrschende Leuchtdichte beeinflusst. Im Bild 2 ist der Zusammenhang zwischen dem Schwellenwert  $S$  und der Leuchtdichte des Schirmes sowie des Umfeldes nach Schumacher [2] dargestellt. Aus den Kurven, die für eine zweistufige Treppe gelten und die in dem betrachteten Leuchtdichtebereich auch für das Fernsehbild interessieren, entnimmt man bei Schirmbildleuchtdichten bis zu etwa 200 asb einen minimalen Schwellenwert dann, wenn die Umfeldleuchtdichte  $B_R$  etwa gleich der Schirmbildleuchtdichte  $B$  ist. Steigert man die Schirmbildleuchtdichte über 200 asb, so wird das Minimum des Schwellenwertes bei prozentual kleineren Umfeldleuchtdichten erreicht.

Bild 2. Schwellenwert  $S$  als Funktion der Leuchtdichte  $B$  und der Umfeldleuchte  $B_R$  [nach Schumacher]

Das Fernsehbild enthält nun im allgemeinen mehr als zwei Leuchtdichtewerte. Mit anderen Worten: Der Leuchtdichtebereich soll durch eine Grautreppe mit möglichst vielen Stufen ausgefüllt werden. Gemäß der logarithmischen Augenempfindung ist es zweckmäßig, die Abstufung der Treppe exponentiell zu wählen. Dann empfindet das Auge den Leuchtdichteverlauf als linear ansteigend. Der Kontrast ist gegeben durch

$$K = \frac{B_{\max}}{B_{\min}} = \frac{B_n}{B_0} \quad (2)$$

$K$  ist mit dem Schwellenwert  $S$  durch die Beziehung

$$S^m = K \quad (3)$$

verbunden. Dabei bedeutet  $m$  die Maximalzahl der Schwellenwerte,



d. h. der kleinsten Graustufen, die sich für konstantes  $S$  in  $K$  unterbringen lassen. Beim Fernsehen läßt sich  $K$  etwa zu 100 annehmen. Damit würde man z. B. für  $S = 1,05$  dann 100 Graustufen erhalten, deren jeweiliges Leuchtdichteverhältnis dem Schwellenwert entspricht. Diese Zahl wird jedoch in der Praxis bei weitem nicht erreicht. Der Grund dafür liegt nach Ranke [3] in der Leuchtdichteabhängigkeit der Adaptation. Das Auge stellt sich nämlich so ein, daß nur bei der Adaptationsleuchtdichte der optimale Schwellenwert  $S$  vorliegt. Für Leuchtdichten, die von der Adaptationsleuchtdichte abweichen, ist ein erheblich höherer Leuchtdichteunterschied benach-

Grautreppe)

$$B_{\text{mittel}} = \frac{1}{n} \int_0^n B(x) dx \quad (7)$$

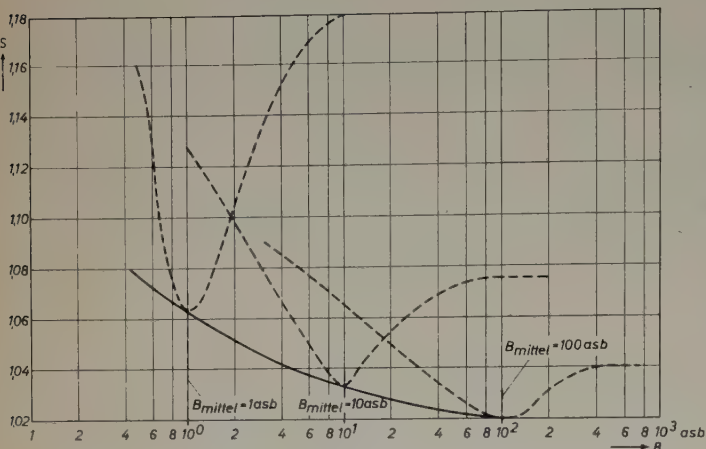
Daraus folgt

$$B_{\text{mittel}} = \frac{B_n - B_0}{2,3 \log K} \quad (8)$$

Auf diesen Wert adaptiert das Auge bei Betrachtung der Treppe. Nimmt man  $n = 30$  an, so ist die Treppe über den ganzen Leuchtdichtebereich erkennbar. Eine Erhöhung der Stufenzahl hat bei festem Kontrast eine Verkleinerung des Leuchtdichteverhältnisses benachbarter Stufen zur Folge, d. h., es werden jetzt wegen Unterschreitung des Schwellenwertes Stufen im dunklen und hellen Teil der Treppe verschwinden. Nach wie vor bleiben etwa 30 Graustufen erkennbar, die nun nicht mehr den ganzen Leuchtdichtebereich ausfüllen und sich bei Erhöhung der Stufenzahl immer mehr in das Gebiet der Adaptationsleuchtdichte  $B_{\text{mittel}}$  zusammendrängen. Der zur Verfügung stehende Kontrast  $K$  wird durch die Stufen nicht mehr voll ausgenutzt. In Tab. I sind für vorgegebenen Kontrast und eine 30-stufige Treppe das Leuchtdichteverhältnis benachbarter Stufen  $S_{30}$ , der Adaptationsschwellenwert  $S_{\text{min}}$  und die Adaptationsleuchtdichte  $B_{\text{mittel}}$  zusammengestellt.

**Tab. I.**  
Leuchtdichteverhältnis  $S_{30}$ , Adaptationsschwellenwert  $S_{\text{min}}$  und Adaptationsleuchtdichte  $B_{\text{mittel}}$  für vorgegebenen Kontrast  $K$  und eine 30stufige Grautreppe

$K$	$S_{30}$	$S_{\text{min}}$	$B_{\text{mittel}}$ [asb]
100	1,17	1,022	65
50	1,14	1,021	75
20	1,1	1,02	95
10	1,08	1,019	117



**Bild 3.** Schwellenwert  $S$  als Funktion der Leuchtdichte  $B$  bei konstanter Adaptationsleuchtdichte  $B_{\text{mittel}}$  [nach Ranke und König]

barter Stufen erforderlich. Bild 3 zeigt die Leuchtdichteabhängigkeit des Schwellenwertes  $S$  bei festgehaltenem Adaptationszustand. Parameter sind drei gewählte Adaptationsleuchtdichten  $B_{\text{mittel}}$  von 1, 10 und 100 asb. Man sieht, daß der Schwellenwert von dem Minimalwert bei der Adaptationsleuchtdichte um so stärker abweicht, je mehr sich die betreffende Leuchtdichte von der Adaptationsleuchtdichte unterscheidet. Er vergrößert sich dabei um 5...10%. Deshalb lassen sich praktisch nur etwa 30 Graustufen unterscheiden. Die Verbindungslinie durch die Minimalschwellenwerte im Bild 3 ist die aus Bild 1 schon bekannte Abhängigkeit des Schwellenwertes  $S$  von der Leuchtdichte  $B$ .

## 2. Anwendung auf das Fernsehbild

Die Leuchtdichte einer Fernsehbildröhre ist in einem weiten Bereich dem Strahlstrom etwa proportional. Erst bei sehr hohen Strahlströmen treten in der Fluoreszenzschicht Sättigungserscheinungen auf, die eine weitere stromproportionale Zunahme der Leuchtdichte verhindern. Zwischen dem Strahlstrom  $I_a$  und der erforderlichen Steuerspannung  $U$  am Wehnelt-Zylinder besteht in dem vornehmlich interessierenden Bereich der Zusammenhang

$$B \sim I_a \sim U^\gamma \quad (4)$$

Der Gammawert, der die Kennlinienkrümmung der Bildröhre enthält, kann 1,9...2,5 sein. Er muß durch eine mit  $1/\gamma$  vorentzerrte Steuerspannung kompensiert werden, um lineare Übertragungsverhältnisse zu gewährleisten.

Eine empfindungsgemäß linear ansteigende  $n$ -stufige Grautreppe wird wegen der logarithmischen Augenempfindung durch eine exponentiell mit der Stufenzahl zunehmende Leuchtdichteskala erzeugt. Die Leuchtdichte der einzelnen Stufe  $x$  ist dann

$$B(x) = B_0 \cdot \exp(2,3 x/n \cdot \log K) \quad (5)$$

Die dafür benötigte Steuerspannung ist

$$U(x) = U_0 \cdot \exp\left(2,3 x/n \cdot \frac{1}{\gamma} \cdot \log K\right) \quad (6)$$

Diese Beziehungen gelten für die Betrachtung des Fernsehbildes im dunklen Raum. Die Adaptationsleuchtdichte  $B_{\text{mittel}}$  errechnet sich durch Integration von (5) nach der Beziehung (für empfindungsrichtige

Der Tabelle liegt eine konstantgehaltene maximale Leuchtdichte  $B_n = 300$  asb zugrunde.  $S_{30}$  errechnet sich mit (3) für  $n = m = 30$ . Man sieht, daß  $S_{30}$  erheblich von dem Adaptationsschwellenwert  $S_{\text{mittel}}$  abweicht, wie bereits Bild 3 zu entnehmen war.  $S_{30}$  ist bei gegebener Adaptationsleuchtdichte in diesem Bild der Schwellenwert für die kleinste Leuchtdichte  $B_0 = B_n/K$ . Er bestimmt das zu wählende Leuchtdichteverhältnis benachbarter Stufen für den Fall, daß die Grautreppe über den ganzen Leuchtdichtebereich erkennbar sein soll.

Alle diese Betrachtungen gelten für den Fall, daß der Adaptationszustand ausschließlich durch die mittlere Schirmbildleuchtdichte bestimmt wird.

## 3. Der Einfluß des Raumlichts auf den Kontrast und die Graustufenzahl

Fällt Raumlicht auf den Bildschirm, so erzeugt dieses eine konstante additive Zusatzleuchtdichte  $B_R$ . Der Kontrast nimmt nach der Beziehung

$$K = \frac{B_{\text{max}} + B_R}{B_{\text{min}} + B_R} = \frac{B_n + B_R}{B_0 + B_R} \quad (9)$$

ab. Besonders stark wirkt sich die Zusatzleuchtdichte  $B_R$  im dunklen Teil der Grautreppe aus.

An einem Beispiel seien die Verhältnisse näher betrachtet. Bild 4 zeigt die Steuerspannungskennlinie  $U(x)$  nach (6) und den Leuchtdichteverlauf  $B(x)$  nach (5) für eine 30stufige empfindungsgemäß linear ansteigende Grautreppe. Die Maximalleuchtdichte sei  $B_n = B_{30} = 300$  asb, die Minimalleuchtdichte  $B_0 = 3$  asb und der Kontrast also  $K = 100$ .  $U_n$  betrage 25 V,  $U_0$  sei 3 V. Daraus ergibt sich  $\gamma \approx 2,2$ . In dem halblogarithmischen Maßstab ergeben beide Funktionen gerade Linien. Die Kurve  $B(x)$  gilt für Betrachtung im dunklen Raum. Das Leuchtdichteverhältnis benachbarter Stufen dieser Kurve ist entsprechend Tab. I  $S_{30} = 1,17$ . Fällt jetzt Raumlicht auf den Schirm, so addiert sich zu der Fluoreszenzleuchtdichte eine konstante, durch das reflektierte Raumlicht erzeugte Leuchtdichte  $B_R$ . Für  $B_{R1} = 3$  asb sieht das Auge dann die Leuchtdichteverteilung  $B + B_{R1}$ . Der Kontrast geht auf 50 zurück. Gleichzeitig wird das Leuchtdichteverhältnis der einzelnen Stufen verkleinert, und zwar besonders stark im dunklen Teil der Treppe. Das Leuchtdichteverhältnis für die dun-



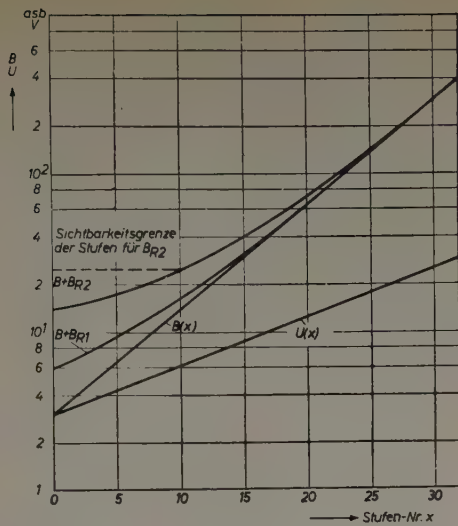


Bild 4. Steuerspannungskennlinie  $U(x)$  und Leuchtdichteverlauf  $B(x)$  für exponentielle Graustufe bei Aufhellung des Bildschirms durch Raumlicht

kelste Stufe ist nur noch 1,08, während im weißen Teil  $S$  etwa unverändert = 1,17 bleibt. Nach Tab. I müßte der Schwellenwert für eine empfindungsgemäß linear ansteigende Graustufe bei  $K = 50$  dann  $S = 1,14$  sein. Die Stufen sind demnach im dunklen Teil der Treppe zu niedrig und müßten dort verschwinden. Praktisch ist die Auswirkung jedoch nicht ganz so stark. Bei Raumbeleuchtung ändert sich nämlich wegen der Aufhellung des Umfeldes, wie im Bild 2 angedeutet wurde, auch der Adaptationszustand des Auges, den die mittlere Leuchtdichte bestimmte. Der Adaptationszustand wird nun fast ausschließlich durch die Raumbeleuchtung bestimmt. Dabei möge sich der Schwellenwert um 5% erniedrigen. Das Ergebnis ist, daß bei dieser recht schwachen Raumbeleuchtung alle Graustufen noch sichtbar bleiben. Übersteigt das durch die Raumbeleuchtung auf dem Bildschirm hervorgerufene Leuchtdichteniveau den Leuchtdichtewert der dunklen Graustufen wesentlich, dann verschwinden diese, und der Bildschirm erscheint dem Betrachter in seiner Körperfarbe. Dieser Fall tritt im Bild 4 beispielsweise für  $B_{R2} = 11$  asb ein.  $K$  sinkt auf 21, und es ergibt sich die Leuchtdichteverteilung  $B + B_{R2}$ . Das Leuchtdichteverhältnis benachbarter Stufen müßte bei diesem Kontrast für

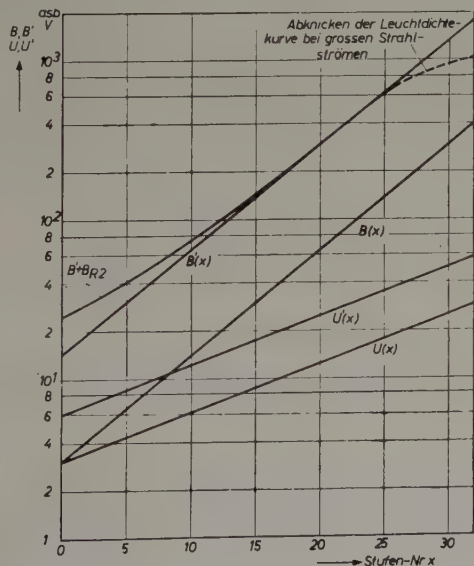


Bild 5. Kompensation der Aufhellung durch Erhöhen der Steuerspannung

30 Stufen = 1,1 sein. Bei einer etwa 5%igen Erniedrigung wegen der Aufhellung des Umfeldes erhält man einen Minimalschwellenwert  $S = 1,05$ . Dieser wird bei der 10. Stufe unterschritten; das bedeutet: alle dunkleren Graustufen werden durch das Raumlicht überstrahlt.

Wie können diese Stufen nun wiedergewonnen werden? Offensichtlich muß man die Leuchtdichte der Treppe so weit vergrößern, daß die

zusätzliche Schirmaufhellung durch das Raumlicht keine Rolle mehr spielt. Das ist dann der Fall, wenn die Eigenleuchtdichte des Bildschirms bei der dunkelsten Graustufe gerade den Betrag erhält, den die bei der betreffenden Raumbeleuchtung gerade noch erkennbare Graustufe (im letzten Beispiel im Bild 4 war das die zehnte) hat. Bild 5 zeigt die Kompensation des Raumlichtes durch Erhöhen der Steuerspannung, d. h. durch Betätigen des Kontrastreglers. Wie man Bild 4 entnimmt, wird die 10. Graustufe durch eine Steuerspannung  $U = 6$  V erzeugt und hat eine Leuchtdichte von 14 asb nach Kurve  $B(x)$ . Diese Steuerspannung muß nun die dunkelste Stufe der Graustufe erzeugen, die bisher mit  $U_0 = 3$  V erhalten wurde. Die Steuerspannung muß also für alle Stufen verdoppelt werden. Das führt zu dem neuen Steuerspannungsverlauf  $U'(x)$  und dem dazugehörigen

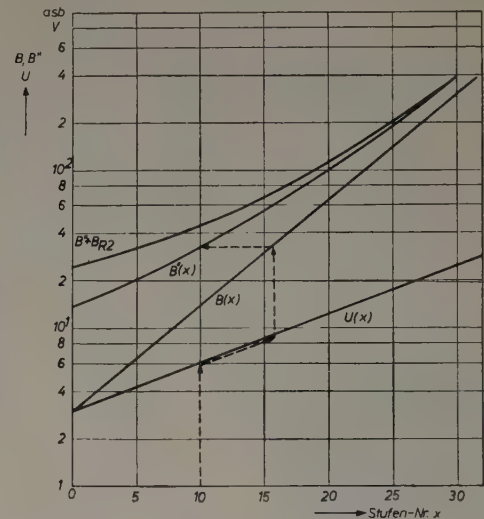


Bild 6. Kompensation der Aufhellung durch Erhöhen der Grundhelligkeit

Leuchtdichteverlauf  $B'(x)$ . Nach Bild 5 ist dabei die maximale Steuerspannung  $U'_n = 50$  V und die maximale Leuchtdichte  $B'_n = 1400$  asb. Die Kurve  $B' + B_{R2}$  wird durch Addition der Raumleuchtdichte 11 asb gewonnen. In der Praxis treten gegenüber den hier idealisierten Verhältnissen einige Schwierigkeiten auf, die den zusätzlichen Steuerspannungsaufwand nicht rechtfertigen. Wegen Absinkens der Hochspannung bringt nämlich eine Vergrößerung des Strahlstromes keinen zusätzlichen Leuchtdichtegewinn mehr. Außerdem treten bei den großen Strahlströmen Defokussierungserscheinungen auf, die die Auflösung in den Spitzenlichtern verschlechtern. Schließlich wird eine Leuchtdichtezunahme durch Sättigungserscheinungen im Leuchtschirm verhindert. Alle diese Einflüsse sind im Bild 5 nicht berücksichtigt und führen zu einem allmählichen Abknicken des Leuchtdichteanstieges, wie er gestrichelt eingezeichnet ist. Auf die Überschreitung der Flimmergrenze und die dabei auftretenden zusätzlichen physiologischen Störungen sei hier nur am Rande hingewiesen.

Eine zweite Möglichkeit, die Aufhellung des Bildschirms und den dadurch bedingten Graustufenverlust auszugleichen, besteht in einer Erhöhung der Grundhelligkeit ohne Erhöhung der Steuerspannung. Bild 6 zeigt die Verhältnisse. Wieder sind zum Vergleich die Kurven  $B(x)$  und  $U(x)$  für den Fall fehlender Raumbeleuchtung eingezeichnet. Die erforderliche Leuchtdichte von 14 asb wird jetzt durch Erhöhen der Grundhelligkeit des Fernsehbildes gewonnen. Das bedeutet eine Verlagerung des Arbeitspunktes auf der Bildröhrenkennlinie um 3 V in den positiveren Bereich. Zu jedem Steuerspannungswert einer Stufe der Graustufe wird  $U_0 = 3$  V addiert und der damit erhaltene Leuchtdichtewert aus der Kurve  $B(x)$  ermittelt, wie das im Bild 6 am Beispiel der 10. Stufe dargestellt ist. Es entsteht der Leuchtdichteverlauf  $B''(x)$  beziehungsweise nach Addition von  $B_{R2}$  dann  $B'' + B_{R2}$ . Im Gegensatz zu der rein additiven Aufhellung des Bildschirms durch das Raumlicht wird aber wegen der gekrümmten Kennlinie der Bildröhre die Leuchtdichte der einzelnen Stufen stärker erhöht. Deshalb wird der Kontrast der Graustufe durch Erhöhen der Grundhelligkeit gleichzeitig etwas heraufgesetzt. Am oberen Ende der Treppe ist der Leuchtdichtegewinn 80 asb. Auf diese Weise kann man erreichen,



daß bei nicht zu großer Raumhelligkeit alle Graustufen wieder sichtbar werden.

Man kann nun fragen, wie stark muß die Grundhelligkeit erhöht werden, um einerseits einen möglichst großen Kontrast beizubehalten, andererseits diesen durch vollständige Erkennbarkeit der Grautreppe auch ganz auszunutzen? Als Richtwert kann man annehmen, daß bis



Bild 7. Blockbild der Meßapparatur zum Feststellen der Graustufenzahl

Bild 8 (unten). Oszillogramm der exponentiell verzerrten Grautreppe

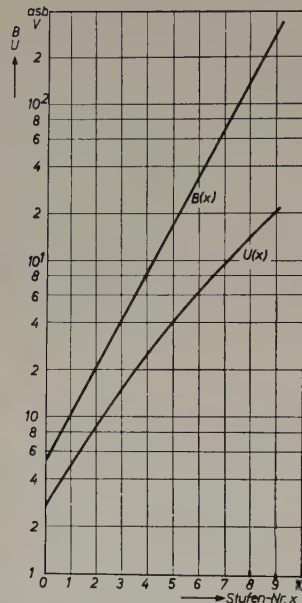


Bild 9. Leuchtdichte  $B$  und Steuerungsspannung  $U$  für exponentielle Grautreppe, fotometrisch gemessen auf dem Bildschirm einer Fernseh-Bildröhre MW 43-69

etwa 15 asb Raumleuchtdichte auf dem Bildschirm ein Ausgleich in der Weise vorgenommen werden kann, daß man die Grundhelligkeit so weit erhöht, bis die Zeilen in den schwarzen Bildteilen gerade sichtbar sind. Dann hat in erster Näherung die Minimalleuchtdichte des Schirmbildes etwa den gleichen Wert wie die durch das Raumlicht hervorgerufene Fremdleuchtdichte. Bei sehr großer Raumbeleuchtung muß schließlich auch der Steuerungsspannungshub vergrößert werden, wenn man keine Graustufen verlieren will.

Die hier angeführten theoretischen Betrachtungen wurden durch subjektive Messungen nachgeprüft. Dazu diente die im Bild 7 schematisch dargestellte Meßapparatur. Ein Treppengenerator erzeugte eine linear ansteigende Grautreppe mit einer kontinuierlich veränderbaren Stufenzahl von 3 bis 100 Stufen. Diese wurden in einem Gamma-korrektor derart vorverzerrt, daß auf dem dahintergeschalteten Fernsehpfänger eine exponentiell ansteigende Leuchtdichteskala entstand. Das Oszillogramm (Bild 8) vermittelt einen Eindruck der durch den Gammakorrektor verformten Treppe. Die Leuchtdichten der einzelnen Stufen wurden fotometrisch gemessen; ein Beispiel zeigt Bild 9 für die Valvo-Bildröhre MW 43-69. Eine Reihe von Beobachtern wurde nun gebeten, die Stufenzahl am Treppengenerator so lange zu erhöhen, bis sie die gesamte Treppe auf dem Bildschirm gerade noch erkennen konnten. Bei fehlender Raumbeleuchtung ergab sich eine Maximalzahl von 35...40 Stufen. Der Kontrast betrug etwa 100. Diese etwas höhere Graustufenzahl dürfte auf eine geringfügige Adaptationsänderung beim Überstreichen des Schirmbildes zurückzuführen sein. Bei 10 asb Fremdleuchtdichte ergaben sich etwa 30...35

Stufen, während bei 30 asb Zusatzleuchtdichte nur noch 25 Stufen wahrgenommen werden konnten.

Ferner wurde der Ausgleich des Einflusses der Raumhelligkeit durch Erhöhung der Grundhelligkeit untersucht. Mit Hilfe einer Steuerungsspannung von 60 V wurde eine Treppe mit einer Spitzenhelligkeit von 800 asb erzeugt. Bei einer Gesamtleuchtdichte der dunkelsten Stufe  $B_0 + B_R = 5 + 10$  asb (entsprechend einem Kontrast von 53) konnte nur etwa die halbe Treppe erkannt werden. Dieselbe Spitzenhelligkeit ließ sich durch Verschieben des Arbeitspunktes, d. h. bei Erhöhen der Grundhelligkeit, mit einer Steuerungsspannung von nur 35 V erreichen, wobei nunmehr alle Stufen sichtbar waren.

Über die durch das Raumlicht hervorgerufene Gradationsverzerrung und die Möglichkeiten eines Ausgleiches berichtet ein späterer Aufsatz.

#### Schrifttum

- [1] König, A., und Brodhun, T.E.; Sitzungsber. Akad. Wiss; Berlin (1888) S.917
- [2] Schumacher, R. O.: Die Unterschiedsempfindlichkeit des helladaptierten menschlichen Auges. Diss. T. H. Berlin-Charlottenburg (1940)
- [3] Ranke, O. F.: Die optische Simultanschwelle als Gegenbeweis gegen das Fechnersche Gesetz. Z. Biol. Bd. 105 (1952) Nr. 3, S. 224-231

(eingegangen am 9. Jan. 1957)

## HEINRICH HERTZ

Vor hundert Jahren,

am 22. Februar 1857, wurde Heinrich Hertz geboren

Ihm, dem Wissenschaftler, verdankt die drahtlose Technik und Elektronik die Entdeckung der elektrischen Wellen. Er stellte Versuche an, um ihre Existenz zu bestätigen, die Maxwell in seiner Theorie des elektromagnetischen Feldes vorhergesagt hatte. Es gelang ihm, durch Funkenentladung Meter- und Dezimeterwellen zu erzeugen und viele ihrer Eigenschaften nachzuweisen, die man schon als charakteristisch für sichtbares Licht kannte: die Brechung im Prisma, die Polarisation, die Reflexion am Parabolspiegel, die Interferenz und die Ausbreitung mit Vakuumlichtgeschwindigkeit. Weniger bekannt ist, daß Hertz auch beobachtete, daß die Funkenentladung zwischen Metallelektroden bei einer kleineren Spannung einsetzt, wenn man die Elektroden mit ultraviolett Licht bestrahlt. Daran knüpfte zunächst eine Untersuchung von Hallwachs an, und Lenard klärte dann die Natur dieses Effektes, unseres „Photoeffektes“, bis zur Feststellung, daß er auf der Auslösung von Elektronen durch das ultraviolette Licht beruht. Heinrich Hertz bemühte sich um die Erforschung der Eigenschaften elektromagnetischer Felder, um den Fortschritt der wissenschaftlichen Erkenntnis und löste durch die Ergebnisse seiner Experimente die Arbeit der Pioniere der drahtlosen Nachrichtentechnik aus, deren Phantasie sich den technischen Möglichkeiten zuwandte. 1887, mit dreißig Jahren, veröffentlichte Heinrich Hertz seine Arbeit „Über sehr schnelle elektrische Schwingungen“, 1896 meldete der zweiundzwanzigjährige Marconi sein erstes Patent an.

In seinen Arbeiten zur Definition und Messung der Härte hat Hertz auch die technische Mechanik befruchtet. Er hat u. a. „Über den Druck des gesättigten Quecksilberdampfes“, „Versuche über Glimmentladungen“, „Über die Berührung fester elektrischer Körper“, „Über das Gleichgewicht einer schwimmenden elastischen Platte“ publiziert. In den letzten Jahren seines Lebens hat er sich intensiv mit einer Neuformulierung der Gesetze der klassischen theoretischen Mechanik befaßt. Heinrich Hertz starb schon im Alter von siebenunddreißig Jahren.

Er wurde in Hamburg geboren, und zwar als Sohn eines Rechtsanwaltes, der später Senator und Chef der Hamburger Justizverwaltung war. Nach dem Besuch des Johanneums in Hamburg begann Heinrich Hertz zunächst ein Ingenieurstudium, entschied sich jedoch mit zwanzig Jahren für das Studium der Naturwissenschaften. 1878 studierte er in Berlin als Schüler von Kirchhoff und Helmholtz. Nach seiner Promotion wurde er Assistent von Helmholtz, 1883 habilitierte er sich in Kiel, 1885 wurde er nach Karlsruhe berufen, wo seine berühmten Arbeiten über elektromagnetische Wellen entstanden. 1889 wurde er Nachfolger von Clausius in Bonn. Er hat das Leben eines Gelehrten jener Zeit geführt; seine glänzendste Leistung vollbrachte er, um zwischen zwei Theorien der Elektrizität und des Magnetismus zu entscheiden, eine vordringliche Aufgabe der damaligen Physik. Helmholtz hatte die Preußische Akademie der Wissenschaften veranlaßt, dieses Thema als Preisaufgabe zu stellen. Heinrich Hertz klärte das Problem, das die großen Physiker seiner Zeit beschäftigte.

K. Fränz



# Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

**DK 621-519:681.142-83**  
*Champion, C. E., u. Schultheis, Jr., H. B.:* A versatile remote control system using a switching matrix decoder. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 11, S. 973—976, 6 B.

**DK 621-316-824**  
*Abdullaev, A. A., u. Nadzafon, E. M.:* Methodik der Eigenschwingungsberechnung von pneumatischen Reglern. *Autom. i Telemech. Bd. 17* (1956) Nr. 3, S. 195—210, 15 B. (Russ.)

**DK 621-3.072-2.024**  
*Benson, F. A., u. Bental, L. J.:* Wide-range voltage stabilizers. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 343, S. 390—394, 9 B.

**DK 621-316-71**  
*Aven, O. I.:* Elektrischer Servomechanismus mit Geschwindigkeitsregelung. *Autom. i Telemech. Bd. 17* (1956) Nr. 3, S. 238 bis 249, 16 B. (Russ.)

**DK 621-316-7**  
*Berezovec, G. T.:* Pneumatische Verhältnisse regler ohne mechanische Verteiler. *Autom. i Telemech. Bd. 17* (1956) Nr. 5, S. 460 bis 466, 6 B. (Russ.)

**DK 621-576**  
*Kuchtenko, V. I.:* Gleichzeitige Wiedergabe zufälliger und nichtzufälliger Signale durch lineare Servosysteme. *Autom. i Telemech. Bd. 17* (1956) Nr. 5, S. 425—430, 1 B., (Russ.)

**DK 658**  
*Kazakov, I. E.:* Angenäherte Wahrscheinlichkeitsanalyse der Arbeitsgenauigkeit wesentlich nichtlinearer automatischer Systeme. *Autom. i Telemech. Bd. 17* (1956) Nr. 5, S. 385—409, 22 B. (Russ.)

**DK 621-398**  
*Sastova, G. A.:* Untersuchung der Hörstabilität der Übertragung von Fernsteuerkommandos nach Methoden der Theorie der potentiellen Hörstabilität. *Autom. i Telemech. Bd. 17* (1956) Nr. 5, S. 437—444, 4 B. (Russ.)

**DK 51:621-316-824**  
*Oldenburger, R.:* Mathematische Methoden für den Entwurf selbsttätiger Regelungen. *Regelungstechn. Bd. 4* (1956) Nr. 9, S. 213 bis 223, 6 B.

**DK 681.14:621-53**  
*Obradovic, I.:* Elektronisches Analoggerät zur Untersuchung von Regelkreisen. *Regelungstechn. Bd. 4* (1956) Nr. 2, S. 36—40, 11 B.

**DK 621-3.072-2.025**  
*Gruet, C. P.:* Une alimentation stabilisée sinusoïdale. *Electronique ind. (1956) Nr. 10*, S. 138—140, 10 B.

**DK 534.415-8**  
*Gessert, W. L., u. Hiedemann, E. A.:* Ultrasonic stroboscopes for the study of ultrasonic fields. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28* (1956) Nr. 5, S. 944—950, 14 B.

**DK 534.213.4:546.824.431**  
*Stephenson, C. V.:* Higher modes of radial vibrations in short, hollow cylinders of barium titanate. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28* (1956) Nr. 5, S. 928—929, 2 B., 1 Tab.

## Filmtechnik

**DK 778.534.4:681.84.083-8**  
*Bach, W., Berndt, E. M., Brown, A. N., u. George, R. L.:* Magnetic 16 mm single-system sound-on-film recording camera equipment. *J. Soc. Motion Picture & Televis. Engs. Bd. 65* (1956) Nr. 11, S. 603—605, 4 B.

**DK 778.5:621.318.5:621.385**  
*Lovick, R. C., Seemann, J. M., u. Stott, J. G.:* Scene-change cuing in motion-picture printing. *J. Soc. Motion Picture & Televis. Engs. Bd. 65* (1956) Nr. 11, S. 594—598, 8 B.

## Steuerungs- und Regelungstechnik, Automation

**DK 621-52:621-9**  
*Kontinuierliche Fließbandfertigung (Bibliographie). Technik Bd. 11* (1956) Nr. 8, S. 564—566

**DK 621.755-523-8.003-1**  
*Gardner, W. C., u. Leary, J. E.:* Economic aspects of process control. *Instrum. & Autom. Bd. 29* (1956) Nr. 10, S. 2006 bis 2010, 4 B.

**DK 681.142-83:621.755-523-8**  
*Hussey, J. L.:* Process control and the analog computer. *Instrum. & Autom. Bd. 29* (1956) Nr. 10, S. 2000—2004, 8 B.

**DK 681.142-83:621.755-523-8**  
*Klein, M. L., Williams, F. K., u. Morgan, H. C.:* Digital process control. *Instrum. & Autom. Bd. 29* (1956) Nr. 10, S. 1970 bis 1984, 10 B.

**DK 621-316-7:621-38:621.791-736**  
*Gericke, A.:* Elektronische Steuerungen für die Widerstandsschweißtechnik. *AET-Mitt. Bd. 46* (1956) Nr. 9/10, S. 328—334, 16 B.

**DK 621-3.016-35:681.142-83**  
*Johnson, D. L., u. Ward, J. B.:* Digital computer solution of stability problems. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 11, S. 1027, 1 B.

**DK 539.165-08:663.974-054**  
*Harrison Jr., E.:* Beta gage controls cigarette machine. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 11, S. 144—147, 4 B.

## Mathematik

**DK 164.3**  
*McCluskey, E. J.:* Detection of group invariance or total symmetry of a boolean function. *Bell Syst. techn. J. Bd. 35* (1956) Nr. 6, S. 1445—1453, 6 Tab.

**DK 164.3**  
*McCluskey, E. J.:* Minimization of boolean functions. *Bell Syst. techn. J. Bd. 35* (1956) Nr. 6, S. 1417—1444, 15 Tab.

## Physik

**DK 531-537**  
*Schönbacher, K.:* Die mechanische Schaltung I. *Frequenz Bd. 10* (1956) Nr. 11, S. 358—366, 6 B.

**DK 537-531-9**  
*Luy, H., u. Schumacher, K.:* Über die Einwirkung von Elektronen und Röntgenstrahlen mittlerer Energie auf Polyäthylen. *Z. angew. Phys. Bd. 8* (1956) Nr. 5, S. 222 bis 226, 6 B.

**DK 537-228-1:621-373-5**  
*Becker, G.:* Über den Begriff der Resonanz von piezoelektrischen Schwingkristallen. *Arch. elektr. Übertr. Bd. 10* (1956) Nr. 11, S. 467—477, 11 B.

## Akustik

**DK 534-241:621-317-7**  
*Niese, H.:* Die Entwicklung eines Echograd-Meßgerätes. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 12, S. 545—552, 15 B.

**DK 534-79**  
*Carterette, E. C.:* Loudness adaptation for bands of noise. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28* (1956) Nr. 5, S. 865—871, 10 B.

**DK 534-839**  
*Stevens, S. S.:* Calculation of the loudness of complex noise. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28* (1956) Nr. 5, S. 807—832, 22 B., 7 Tab.

**DK 534-1:534-845**  
*Plöck, M.:* Die Dämpfung eines Helmholtz-Resonators. *Slaboproudý Obz. Bd. 17* (1956) Nr. 11, S. 622—625, 19 B. (Tschech.)

**DK 534-79**  
*Feldteller, R.:* Die Kurven konstanter Lautstärke für Dauertöne und einzelne Druckimpulse. *Frequenz Bd. 10* (1956) Nr. 11, S. 356—358, 5 B.

**DK 534-784**  
*Cherry, E. C., u. Seyers, B. M. A.:* "Human cross-correlator" — A technique for measuring certain parameters of speech perception. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28* (1956) Nr. 5, S. 889—895, 7 B.

**DK 534-75-08**  
*Klumpp, R. G., u. Eady, H. R.:* Some measurements of interaural time difference thresholds. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28* (1956) Nr. 5, S. 859—864, 9 B.

**DK 534-75-08**  
*Schubert, D.:* Some preliminary experiments on binaural time delay and intelligibility. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28* (1956) Nr. 5, S. 895—901, 5 B.

**DK 534-78**  
*Pickett, J. M.:* Effects of vocal force on the intelligibility of speech sounds. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28* (1956) Nr. 5, S. 902 bis 905, 3 B.

## Werkstoffe

**DK 534-133:621-372-412**  
*Iwasaki, H.:* Crystal defects in y-cut quartz and their effect on the equivalent resistance. *J. Radio Res. Lab. Bd. 3* (1956) Nr. 14, S. 259—264, 10 B.

## Halbleiter und Anwendungen

**DK 621-314-7:389-6**  
*TRE standards on solid-state devices: methods of testing transistors, 1956. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 44* (1956) Nr. 11, S. 1542—1561, 37 B.

**DK 621-314-7.062**  
*Hekimian, N.:* Three new transistor circuits. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 11, S. 178 bis 181, 3 B., 1 Tab.



**DK 537.311.33**  
*Read, W. T.*: Theory of the swept intrinsic structure. *Bell Syst. techn. J. Bd. 35 (1956) Nr. 6, S. 1239—1284, 8 B.*

**DK 621.314.7:546.289**  
*Greiner, E. S., u. Ellis, W. C.*: Dislocations and plastic flow in germanium. *Bell Lab. Rec. Bd. 34 (1956) Nr. 11, S. 403—405, 6 B.*

**DK 621.314.63.012.8**  
*Guggenbühl, W.*: Theoretische Überlegungen zur physikalischen Begründung des Erstsatzschaltbildes von Halbleiterdioden bei hohen Stromdichten. *Arch. elektr. Übertr. Bd. 10 (1956) Nr. 11, S. 483—485, 3 B.*

**DK 546.289**  
*Barbier-Andrieux*: Electrolyse de l'oxyde de germanium et des germanates fondus: production du germanium et de quelques-uns de ses alliages. *Bull. Soc. franç. Electriciens Bd. 6 (1956) Nr. 70, S. 670—677, 6 B.*

## Magnete und magnetische Werkstoffe

**DK 621.372.8.029.65:546.723.3/7**  
*Heller, G. S.*: Ferrites as microwave circuit elements. *Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1386—1393, 12 B.*

**DK 621.318.1.017.3.029.65**  
*Lax, B.*: Frequency and loss characteristics of microwave ferrite devices. *Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1368 bis 1386, 23 B.*

**DK 538.213.08:621.372.8:546.723.3/7**  
*Mullen, E. B., u. Carlson, E. R.*: Permeability tensor values from waveguide measurements. *Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1318—1323, 8 B.*

**DK 538.114.029.65:546.723.3/7**  
*Artemann, J. O.*: Microwave resonance relations in anisotropic single crystal ferrites. *Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1284—1293, 16 B.*

**DK 548.5:546.723.3/7**  
*Fresh, D. L.*: Methods of preparation and crystal chemistry of ferrites. *Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1303 bis 1311, 9 B.*

**DK 538.221:621.318**  
*Pancik, F., u. Reichel, K.*: Fortschritte auf dem Gebiet der magnetischen Werkstoffe und ihrer Anwendung. *AEG-Mitt. Bd. 46 (1956) Nr. 11/12, S. 337—348, 9 B., 4 Tab.*

**DK 548.1.022:546.723.3/7**  
*Tannenwald, P. E., u. Senev, M. H.*: Anisotropy of cobalt-substituted Mn ferrite single crystals. *Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1343—1344, 4 B., 1 Tab.*

**DK 621.372.8:621.372.512:546.723.3/7**  
*Berk, A. D., u. Strommeyer, E.*: Ferrite directional couplers. *Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1439—1445, 16 B.*

**DK 621.318.1.681**  
*Zambusch, W.*: Erprobte Dauermagnetsysteme in Geräten der Feinwerktechnik. *Feinwerktechn. Bd. 60 (1956) Nr. 11, S. 407 bis 413, 13 B.*

**DK 621.318.029.65.018.8:546.723.3/7**  
*Enders, B. N.*: A new ferrite isolator. *Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1421—1430, 19 B.*

## Meßtechnik, Meßgeräte

**DK 621.317.332**  
*Jungfer, H.*: Messung des Kopplungsgrades von Kabelabschirmungen bei hohen Frequenzen. *Nachr.-Techn. Z. Bd. 9 (1956) Nr. 12, S. 553—560, 13 B.*

**DK 621.317.75**  
*Schmidt, F.*: Ein Oszillograph zum gleichzeitigen Aufzeichnen mechanischer und elektrischer Vorgänge bei elektro-mechanischen Bauteilen. *Nachr.-Techn. Z. Bd. 9 (1956) Nr. 12, S. 549—553, 13 B.*

**DK 531.77.082.52:621.317.785.089.6**  
*Gieritz, W.*: Ein neues lichtelektrisches Meßgerät zur Anzeige von Drehzahlunterschieden und seine Verwendung als Zählereinstellgerät. *AEG-Mitt. Bd. 46 (1956) Nr. 11/12, S. 361—368, 12 B.*

**DK 621.317.3.085.14**  
*Bitau, R.*: Meßinstrumente hoher Dämpfung mit elektronischen Meßwertumformern. *Elektrotechn. u. Masch. Bd. 73 (1956) Nr. 23, S. 533—535, 4 B.*

**DK 681.118.4.621.385**  
*Priebe, F. K., u. Tanzmann, H. D.*: Measurement of short time intervals. *Instrum. & Autom. Bd. 29 (1956) Nr. 10, S. 1994 bis 1997, 8 B.*

**DK 621.373.4:621.317.61**  
*Pisach, J.*: Über die letzten Entwicklungen im Bau von Meßstromqueilen und Meßstromverstärkern. *Elektrotechn. u. Masch. Bd. 73 (1956) Nr. 23, S. 536—539, 6 B.*

**DK 621.397.62:621.375.13:621.385.3**  
*Jeynes, W. E.*: Video amplifiers use shunt regulation. *Electronics Bd. 29 (1956) Nr. 11, S. 166—167, 2 B.*

## Elektroakustik

**DK 681.84.081.48:621.395.623**  
*Wienberg, N.*: Ein magnetodynamischer Tonabnehmer II. Frequenzkennlinien. *Philips techn. Rdsch. Bd. 18 (1956) Nr. 5/6, S. 177—183, 5 B.*

**DK 652.6:681.142.83**  
*Yegor, V. H.*: The technical feasibility of translating language by machine. *Electr. Engng. Bd. 75 (1956) Nr. 11, S. 994—999*

**DK 534.32:534.7:534.88**  
*Kaufmann, G.*: Beitrag zur subjektiven Beurteilung von Musikwiedergaben mittels Lautsprecherkombinationen. *Techn. Hausmitt. NWDR Bd. 8 (1956) Nr. 5/6, S. 93 bis 102, 11 B., 3 Tab.*

## Magnetische Aufzeichnung

**DK 621.395.625.3:621.395.822.08**  
*Houling, D. H.*: Noise in magnetic recording tapes. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28 (1956) Nr. 5, S. 977—987, 18 B.*

**DK 621.395.625.3.029.5**  
*Kornet, O.*: Magnetic head has megacycle range. *Electronics Bd. 29 (1956) Nr. 11, S. 172—174, 3 B.*

**DK 681.84.083.84**  
*Bull, R. A.*: A four-track magnetic transducer with replaceable working gaps. *J. Soc. Motion Picture & Television Eng. Bd. 65 (1956) Nr. 7, S. 373—375, 5 B.*

## Elektronisches Rechnen und Zählen

**DK 537.311.21:537.212.001.5**  
*Malanand, L.*: La méthode d'analyse rhéologique, ses possibilités et ses tendances. *L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 762—769, 4 B.*

**DK 681.142.83**  
*Carton, J.*: Quelques réflexions d'un exploitant de calculateurs numériques. *L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 750—752*

**DK 681.142.83**  
*Girard, J., u. Riote, A.*: Le calculateur analogique „DJINN“. *L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 780—786, 15 B.*

**DK 681.142.83**  
*Maisonrouge, J. G., u. Montigny, J.*: L'ordinateur électronique IBM type 650: Machine de gestion scientifique. *L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 727—731, 3 B.*

**DK 681.142.83**  
*Raumont, F. H.*: Sur les principes des calculateurs numériques universelles. *L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 709 bis 718, 8 B.*

**DK 681.142.83**  
*Bouillon, L.*: Philosophie des calculateurs automatiques. *L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 693—708, 1 Tab.*

**DK 681.142.83**  
*Calculateur électronique Gamma à tambour magnétique. L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 719—726, 5 B.*

**DK 681.142.83**  
*Parodi, M.*: Le problème de la localisation des valeurs caractéristiques des matrices dans le plan complexe et les critères de stabilité de fonctionnement des machines mathématiques analogiques. *L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 753—761*

**DK 681.142.83**  
*Bataille, M.*: Principe de fonctionnement et réalisation d'un addituer binaire parallèle. *L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 742—749, 9 B.*

**DK 681.142.83**  
*Gaudierman, L.*: Méthode de résolution autocommandée sur calculateur électronique arithmétique. *L'onde électr. Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 732—741, 8 B.*

**DK 621.314.7.621.375:681.142.83**  
*Curtin, W. A.*: Use of junction transistors in computer amplifier. *Electr. Engng. Bd. 75 (1956) Nr. 11, S. 1011, 2 B.*

**DK 621.391:681.14:621.38**  
*Steinbuch, K.*: Elektrische Gedächtnisse für Ziffern. *SEG-Nachr. Bd. 4 (1956) Nr. 4, S. 165—173, 18 B.*

**DK 621.319.4:537.226.33:681.142.83**  
*Pulver, O. F., u. McDuffie Jr., G. E.*: Signals from switched ferroelectric memory capacitors. *Electr. Engng. Bd. 75 (1956) Nr. 11, S. 983, 2 B.*

## Ultraschall

**DK 534.372.8**  
*Mason, W. P., u. Bommel, H. E.*: Ultrasonic attenuation at low temperatures for metals in the normal and superconducting states. *J. acoust. Soc. Amer. Bd. 28 (1956) Nr. 5, S. 930—943, 19 B.*



**DK 621.396.963.4.029.63:621.396.969.181.2**  
*Colin, R. I., u. Dodington, S. H.:* Wirkungsweise des TACAN-Verfahrens. *SEG-Nachr.* Bd. 4 (1956) Nr. 4, S. 139—152, 16 B.

**DK 621.396.96:623.451-519.001.5**  
*Oberle, G. W.:* Radar simulator trains missile-master crews. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 11, S. 155—157, 2 B.

**DK 621.396.96:62.014.481**  
*Schwan, H. P., u. Li, K.:* Hazards due to total body irradiation by radar. *Proc. Inst. Radio Engrs.* Bd. 44 (1956) Nr. 11, S. 1572 bis 1581, 7 B., 1 Tab.

**DK 621.396.96:621.372.8**  
*Sutherland, J. W.:* Waveguide hybrid circuits and their use in radar systems. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 345, S. 464 bis 469, 17 B.

## Fernsehen, Bildübertragung

**DK 621.372.542.4:621.397.61**  
*Chesneau, R.:* Le duplexeur à large bande pour émetteurs de télévision. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 33—45, 10 B.

**DK 621.397.61.026.442**  
*Frejavielle, R.:* Le retransmetteur de programme en télévision. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 75—84, 5 B.

**DK 621.317.74:621.397.611**  
*Beaugrand, J.:* L'analyseur de spectre HF de télévision. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 85—92, 4 B.

**DK 621.397.61.026.444**  
*Atanassieff, I., Brien, J.-J., u. Guérineau, M.:* L'émetteur de télévision C.F.T.H. de 10 kW. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 11—31, 14 B.

**DK 621.397.62:621.396.664**  
*Frejavielle, R.:* Le récepteur de contrôle de télévision pour signal HF. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 141—145, 3 B.

**DK 621.397.62:621.396.664**  
*Beaugrand, J.:* Le récepteur de contrôle à oscilloscope incorporé pour signal à vidéo fréquence. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 135—139, 3 B.

**DK 621.397.611:778.53**  
*Tafflet, J.:* Le nouveau télécinéma à Vidicon. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 95 bis 100, 6 B.

**DK 621.397.611:621.385.832**  
*Favreau, M., u. Guilloit, G.:* La nouvelle caméra C.F.T.H. à Vidicon. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 109—115, 6 B.

**DK 621.397.335**  
*Soffer, J.:* Le générateur de synchronisation double. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 121—124, 2 B.

**DK 621.397.611**  
*Favreau, M.:* Les analyseurs d'images fixes. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 101 bis 107, 2 B.

**DK 621.397.611:621.396.664**  
*Favreau, M.:* Le caisson de contrôle de voie pour caméra à Vidicon. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 117—119, 1 B.

**DK 621.397.611:621.396.664**  
*Soffer, J.:* Le commutateur mélangeur. *Rev. techn. C.F.T.H.* (1956) Nr. 23, S. 125—133, 5 B.

**DK 621.397.9**  
*Flat tube for colour tv.* *Wireless Wld.* Bd. 62 (1956) Nr. 12, S. 570—572, 4 B.

**DK 621.397.611.2:778.53**  
*van der Poel, F. H. J.:* Ein Lichtpunkt-taster für Fernsehsendungen von 35-mm-Film. *Philips' techn. Rdsch.* Bd. 18 (1956) Nr. 5/6, S. 155—163, 10 B.

**DK 771.447:621.397.9**  
*Kozanowsky, H. N.:* Lighting for color opaqueness on television. *J. Soc. Motion Picture & Television Engrs.* Bd. 65 (1956) Nr. 11, S. 606 bis 607, 2 B.

**DK 621.397.6.001.4:621.317.755**  
*Mothersole, P. L.:* A television line selector unit. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 346, S. 520—523, 6 B.

**DK 621.397.62**  
*Bornemann, I.:* Wahl von Farbbild-Luminophoren und auftretende Farbinformationsverluste. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 12, S. 534—537, 2 B., 3 Tab.

**DK 621.397.8.621.372.553**  
*Bünemann, D., u. Händler, W.:* Der Schwarz-Weiß-Sprung bei der Restseitenband-Restseiten-Übertragung. *Arch. elektr. Übertr.* Bd. 10 (1956) Nr. 11, S. 457—466, 13 B.

**DK 621.397.9:535.64**  
*Michaels, E. L.:* Basic colorimetry for color television. *Electr. Engng.* Bd. 75 (1956) Nr. 11, S. 984—989, 8 B.

**DK 621.397.9**  
*Ennes, H. E.:* Slow-sweep tv for closed-circuit use. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 11, S. 140—143, 4 B.

**DK 621.397.1.001.4**  
*Seaton, J. R.:* Proof of performances for tv broadcasting. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 11, S. 150—154, 9 B., 2 Tab.

**DK 534.647**  
*Vogli, K.:* Eine tragbare Apparat zur Messung von Erschütterungen im Frequenzbereich von 0,2...60 Hz und ihre Eichung. *Techn. Mitt. PTT* Bd. 34 (1956) Nr. 10, S. 401—424, 19 B.

**DK 621.317.373.029.6**  
*Schönfelder, H.:* Ein Gerät zur statischen Messung und oszilloskopischen Darstellung der Phasen- oder Phasenlaufzeit-Kurve. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 10, S. 309 bis 318, 9 B.

## Elektrotechnik

**DK 621.365.5:621.73:621.783.2**  
*Scheffler, F.:* Induktionserwärmung für das Warmformen. *AEg-Mitt.* Bd. 46 (1956) Nr. 9/10, S. 292—297, 6 B.

**DK 621.365.5:621.785.545.4**  
*Kuhlsbars, H.:* Die Induktionshärtung mit Frequenzen von 2000 bis 10000 Hz. *AEg-Mitt.* Bd. 46 (1956) Nr. 9/10, S. 281—286, 8 B.

**DK 621.365.5**  
*Harbauer, H.:* Induktionsöfen. *AEg-Mitt.* Bd. 46 (1956) Nr. 9/10, S. 298—307, 27 B.

**DK 621.365.5:621.791.355:621.791.774**  
*Alf, F.:* Induktives Löten und Schweißen. *AEg-Mitt.* Bd. 46 (1956) Nr. 9/10, S. 287 bis 291, 10 B.

**DK 621.365.5:672.02:673.02**  
*Seulen, G.:* Die technischen und wirtschaftlichen Möglichkeiten der induktiven Erwärmung in der eisen- und metallverarbeitenden Industrie. *AEg-Mitt.* Bd. 46 (1956) Nr. 9/10, S. 273—280, 8 B.

## Übertragungstechnik

**DK 536.75:621.391**  
*Fast, J. D., u. Stumpers, F. L. H. M.:* Entropie in Wissenschaft und Technik IV. Entropie und Information. *Philips' techn. Rdsch.* Bd. 18 (1956) Nr. 5/6, S. 164—176, 3 B.

**DK 621.376.3:621.396.822**  
*Seroggie, M. G.:* F. M. multi-path distortion. *Wireless Wld.* Bd. 62 (1956) Nr. 12, S. 578 bis 582, 6 B.

**DK 621.315.212.018.73**  
*Mattsson, G.:* Distortionless coaxial cables. *Ericsson Techn.* Bd. 12 (1956) Nr. 1, S. 29 bis 59, 2 Tab.

## Rauschen

**DK 621.396.822**  
*Donoick, R.:* Das elektrische Rauschen von Stromkreiselementen. *Slaboproudý Obz.* Bd. 17 (1956) Nr. 11, S. 617—621, 11 B. (Tschech.)

**DK 621.396.822**  
*Hyde, F. J.:* Fluctuation noise. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 11, S. 271—276, 7 B.

## Funktechnik

**DK 621.396.93.018.76**  
*Babcock, W. C., u. Chrawford, E. V.:* Reducing distortion in mobile radio systems. *Bell Lab. Rec.* Bd. 34 (1956) Nr. 11, S. 418 bis 422, 4 B.

**DK 621.396.43.029.63:621.396.5**  
*Lauff, O., Bettinger, O., Kuhn, H., u. Rymaszewski, E.:* Die Richtfunkanlage FM 120/2000 der C. Lorenz AG. *SEG-Nachr.* Bd. 4 (1956) Nr. 4, S. 153—157, 9 B.

## Laufzeitröhren, Beschleuniger

**DK 621.373.423:621.376.3**  
*Jones, G. R., Cacheris, J. C., u. Morrison, C. A.:* Magnetic tuning of resonant cavities and wideband frequency modulation of klystrons. *Proc. Inst. Radio Engrs.* Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1431—1438, 12 B.

**DK 621.385.16:621.396.822**  
*Labus, J., Liebscher, R., u. Pöschl, K.:* Bedingungen für die minimale Rauschzahl der Wanderfeldröhre. *Arch. elektr. Übertr.* Bd. 10 (1956) Nr. 11, S. 486—490, 4 B.

**DK 621.373.423:621.375.029.65**  
*Laico, J. P., McDowell, H. L., u. Moser, C. R.:* A medium power traveling-wave tube for 6,000 mc radio relay. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 35 (1956) Nr. 6, S. 1285—1346, 48 B.

**DK 621.375.2:621.3.029.64**  
*Klein, W., u. Frie, W.:* Doppelwendel-Wanderfeldleistungsrohre mit 50 dB Verstärkung für 4000 MHz. *SEG-Nachr.* Bd. 4 (1956) Nr. 4, S. 158—164, 17 B.

## Schwingungserzeuger

**DK 621.315.613.7**  
*Parthasarathy, S., u. Narasimhan, V.:* Quarzkristalle, die mit einer Frequenz schwingen. *Z. Phys.* Bd. 145 (1956) Nr. 3, S. 373—376, 1 B.

**DK 621.373**  
*Sahnel, G.:* An analysis of pulsed-synchronized oscillators. *Proc. Inst. Radio Engrs.* Bd. 44 (1956) Nr. 11, S. 1582—1594, 14 B.

## Sender

**DK 621.396.712.3**  
*Goodsman, R. F.:* Design of studios for small broadcasting stations. *J. brit. Inst. Radio Engrs.* Bd. 16 (1956) Nr. 1, S. 5—28



**DK 621.395.822:534.86**  
Egan, J. P., Clarke, F. R., u. Carterelle, B. C.: On the transmission and confirmation of messages in noise. *J. acoust. Soc. Amer.*, Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 536—550, 15 B., 3 Tab.

## Mikrowellentechnik

**DK 621.373.421.14:546.723.3.7**  
Fag, C. E.: Ferrite-tuned resonant cavities. *Proc. Inst. Radio Engs.*, Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1446—1449, 4 B.

**DK 621.317.34**  
Hübener, K.: Untersuchungen über Wendeleiter. *Nachr.-Techn. Z.*, Bd. 9 (1956) Nr. 12, S. 581—584, 11 B., 1 Tab.

**DK 621.372.8**  
Morgan, S. P., u. Young, J. A.: Helix waveguide. *Bell Syst. techn. J.*, Bd. 35 (1956) Nr. 6, S. 1347—1384, 4 B., 2 Tab.

**DK 621.314.4.029.6**  
Shurples, W. M.: Water type millimeter wave rectifiers. *Bell Syst. techn. J.*, Bd. 35 (1956) Nr. 6, S. 1385—1402, 15 B., 1 Tab.

**DK 621.372.8.018.8**  
Allison, J., Benson, F. A.: Waveguide surface finish and attenuation II. *Electronic Engng.*, Bd. 28 (1956) Nr. 346, S. 548—550, 10 B.

**DK 621.373.421.14:546.723.3.7**  
Nelson, C. E.: Ferrite-tunable microwave cavities and the introduction of a new reflectionless, tunable microwave filter. *Proc. Inst. Radio Engs.*, Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1449 bis 1453, 7 B.

**DK 621.316.726.029.65**  
Fraser, D. W., u. Holmes, E. G.: Frequency control in the 300—1200 mc region. *Proc. Inst. Radio Engs.*, Bd. 44 (1956) Nr. 11, S. 1531—1541, 11 B.

**DK 621.396.4**  
Harris, B.: Subcarrier switch for microwave party line. *Electronics*, Bd. 29 (1956) Nr. 11, S. 175—177, 3 B.

**DK 621.396.11.029.6**  
Mathewich, H. R., Nuttall, E. D., Pitman, J. E., u. Randall, A. M.: Propagation test on microwave communications systems. *Electr. Engng.*, Bd. 75 (1956) Nr. 11, S. 1020 bis 1025, 17 B.

## Wellenausbreitung

**DK 621.396.81.029.58**  
Hakura, Y., u. Miyamoto, M.: Index of short radio wave intensity (field intensity of wv 10 mc and 15 mc received at Hiraio radio wave observatory). *J. Rad. Res. Lab.*, Bd. 3 (1956) Nr. 14, S. 307—317, 14 B., 2 Tab.

**DK 621.396.11(21)**  
Furushu, K., u. Koinai, S.: The calculation of field strength over mixed paths on a spherical earth. *J. Rad. Res. Lab.*, Bd. 3 (1956) Nr. 14, S. 391—407, 4 B., 38 Tab.

**DK 621.396.11:621.3.029.62:55**  
Abild, B.: Beitrag zur Ultrakurzwellen-Ausbreitung über See. *Techn. Hausmit. NWD R.*, Bd. 8 (1956) Nr. 5/6, S. 103—108, 16 B.

**DK 621.396.11(23)**  
Furushu, K.: On the multiple diffraction of electro-magnetic waves by spherical mountains. *J. Rad. Res. Lab.*, Bd. 3 (1956) Nr. 14, S. 331—390, 16 B.

**DK 621.396.11.029.58:551.510.535**  
Ueugli, Y., Kasuga, I., u. Orino, J.: Propagation on 27 mc via Es layer reflections. *J. Rad. Res. Lab.*, Bd. 3 (1956) Nr. 14, S. 265—278, 12 B., 3 Tab.

## Modulation und Demodulation

**DK 621.396.619.13**  
Dill, A.: Die Verzerrung in frequenzmodulierten Systemen. *Slabomirsky Obz.*, Bd. 17 (1956) Nr. 11, S. 609—617 (Tschech.)

**DK 621.376.333**  
Weizsch, F.: Zur Theorie des Radioteleskops. *Video Ber.*, Bd. 2 (1956) Nr. 5, S. 159 bis 195, 17 B.

**DK 621.376.2**  
Schneider, H., u. Petrich, G.: Die Demodulation linear verzerrter AM-Spektren. *Nachr.-Techn.*, Bd. 6 (1956) Nr. 12, S. 552—556, 11 B.

**DK 621.376.3**  
Medhurst, R. G., u. Small, G. F.: Distortion in frequency-modulation systems due to small sinusoidal variations of transmission characteristics. *Proc. Inst. Radio Engs.*, Bd. 44 (1956) Nr. 11, S. 1608—1612, 4 B.

## Netzwerke, Filter

**DK 621.372.54**  
Poschenrieder, W.: Stelle Quarzfilter großer Bandbreite in Abzweigschaltung. *Nachr.-Techn. Z.*, Bd. 9 (1956) Nr. 12, S. 561 bis 565, 8 B.

**DK 621.372.54**  
Bauchner, F.: Praktische Verfahren zur Aufstellung des Hurwitz-Polynoms in der Filtersynthese. *Nachr.-Techn. Z.*, Bd. 9 (1956) Nr. 12, S. 573—580, 4 B.

**DK 621.372.54:546.723.3.7**  
Burgess, J. H.: Ferrite-tunable filter for use in a band. *Proc. Inst. Radio Engs.*, Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1460—1462, 5 B., 1 Tab.

**DK 621.365.2.062**  
Transfer functions of diode networks. *Tele. Tech.*, Bd. 15 (1956) Nr. 2, S. 66—68, 126 bis 129, 13 B.

**DK 621.372.4**  
Unbehauen, R.: Neuartige Vervirklichung von Zweipolfunktionen durch kanonische oder durch kopplungsfreie Schaltungen. *Nachr.-Techn. Z.*, Bd. 9 (1956) Nr. 12, S. 565—570, 9 B.

**DK 621.372.6**  
Pecker, H.: Die Leitwertmatrix passiver und aktiver Netzwerke. *Arch. elektr. Übertr.*, Bd. 10 (1956) Nr. 11, S. 494—498, 6 B.

**DK 621.372.62:763\***  
Trenkath, M. A.: Network properties of circulators based on the scattering concept. *Proc. Inst. Radio Engs.*, Bd. 44 (1956) Nr. 10, S. 1394—1402, 5 B.

**DK 621.372.43**  
Hillm, A. B.: Free oscillations in simple distributed circuits. *Wireless Eng.*, Bd. 33 (1956) Nr. 12, S. 279—290, 14 B., 5 Tab.

**DK 621.372.0296.001.2**  
Uffler, H. J.: Note sur un nouveau procédé de calcul par courants haute fréquence. *L'onde électr.*, Bd. 36 (1956) Nr. 353/354, S. 770—779, 13 B.

**DK 621.372.55**  
Schmidt, H.: Ein Entzerrungsverfahren für integrierende RC-Glieder. *Experim. Techn. d. Phys.*, Bd. 4 (1956) Nr. 4, S. 145—152, 9 B.

**DK 621.372.54**  
Griffiths, J. W. R.: Optimum RC filters. *Wireless Eng.*, Bd. 33 (1956) Nr. 11, S. 268 bis 270, 2 B., 1 Tab.

## Empfänger

**DK 621.396.62:621.314.7**  
Page, D. F.: Transistor super-regenerative circuits. *Wireless Wld.*, Bd. 62 (1956) Nr. 12, S. 606—609, 8 B., 1 Tab.

**DK 621.396.621.53**  
Cohn, M., u. King, W. C.: A sideband-mixing superheterodyne receiver. *Proc. Inst. Radio Engs.*, Bd. 44 (1956) Nr. 11, S. 1593—1599, 8 B.

**DK 621.396.62:621.314.7:621.376.3**  
Booth, A. M.: Transistorized receiver for mobile f-m. *Electronics*, Bd. 29 (1956) Nr. 11, S. 158—161, 3 B.

## Fertigung elektronischer Geräte

**DK 621.394.6:395.6:396.6.001.4**  
Weinmann, G., u. Holz, A.: Erfahrungen mit der Vibrationsprüfung. *Nachr.-Techn. Z.*, Bd. 9 (1956) Nr. 12, S. 584—589, 10 B., 1 Tab.

**DK 621.38.001.4**  
Torrey, M. N.: Quality control in electronics. *Proc. Inst. Radio Engs.*, Bd. 44 (1956) Nr. 11, S. 1521—1530, 5 B.

**DK 621.3.049.75:621.791.35**  
Strauss, R., u. Barnes, A. F. C.: The Flow-solder method of soldering printed circuits. *Electronic Engng.*, Bd. 23 (1956) Nr. 345, S. 494—496, 4 B.

**DK 621.315.619**  
Talbot, T. C. B.: The production and testing of potted circuits. *Electronic Engng.*, Bd. 28 (1956) Nr. 346, S. 512—516, 7 B.

**DK 621.396.61:621.73**  
Schützenbach, H.: Erfahrungen bei der Reproduktion von Nachrichtengeräten der USA. *Elekrotechn. Z.-B.*, Bd. 8 (1956) Nr. 10, S. 367—371, 9 B.

## Bauelemente

**DK 621.3.049.75**  
Wyma, E. R.: A three-dimensional printed back panel. *IBM J. Res. & Develop.*, Bd. 1 (1957) Nr. 1, S. 32—38, 9 B.

**DK 621.316.8.08**  
France, G.: High value resistors and their measurement. *Electronic Engng.*, Bd. 29 (1957) Nr. 347, S. 24—30, 13 B.

**DK 621.38.001.4**  
Morrow, Ch. T., u. Sargent, H. I.: Sawtooth shock as a component test. *J. acoust. Soc. Amer.*, Bd. 28 (1956) Nr. 5, S. 959—965, 15 B.

**DK 621.315.59:537.311.33**  
Diemel, H. F.: Silicon carbide varistors: properties and construction. *Bell Lab. Rec.*, Bd. 34 (1956) Nr. 11, S. 407—411, 6 B.

## Funkortung

**DK 621.396.969.33**  
Bürkle, H.: Radar für die Binnenschifffahrt. *Telefunken Z.*, Bd. 29 (1956) Nr. 112, S. 116 bis 123, 11 B.

**DK 621.396.677.6**  
Baur, K.: Der Gesamtfehler eines Adcock-Goniometersystems. *Arch. elektr. Übertr.*, Bd. 10 (1956) Nr. 11, S. 491—493, 1 B.



# Neue hochwertige Abhöranlage für Regieräume

## 1. Aufgabenstellung

Die frequenzmodulierte Ultrakurzwellenübertragung erlaubt, verglichen mit dem Rundfunk auf Mittelwellen, eine erhebliche Steigerung der Wiedergabegüte. Besondere Bemühungen der Industrie um den Niederfrequenzteil der Ultrakurzwellenempfänger tragen diesem erhöhten Angebot an Informationskapazität Rechnung. Ein bis an die Hörbarkeitsgrenzen reichendes Frequenzband, geringe nichtlineare Verzerrungen auch bei größerer Leistung sowie eine praktisch von der Frequenz unabhängige Richtcharakteristik der elektroakustischen Wandler sind die Eigenschaften dieser Empfänger. Im Bereich der Rundfunkanstalten der Bundesrepublik Deutschland muß zur Zeit mit mindestens 2,5 Millionen Empfängern dieser Qualität gerechnet werden.

Es leuchtet ein, daß Abhöranlagen in den Funkhäusern, die bei der Programmproduktion verwendet werden, von mindestens gleicher Qualität sein müssen wie die im Besitz des Rundfunkhörers befindlichen. Die Rundfunkanstalten der Bundesrepublik sahen sich deshalb genötigt, einen neuen, den heutigen Ansprüchen genügenden Regielautsprecher einzuführen.

An einen modernen Regielautsprecher sind folgende Ansprüche zu stellen

1. Der Lautsprecher soll eine neutrale Schallquelle ohne eigenen akustischen Charakter sein.
2. Er muß alle für das Ohr wichtigen Schallfeldgrößen wiedergeben können.
3. Das im Regieraum wahrgenommene Schallbild muß weitgehend dem auf den Hörer wirkenden Schalleindruck entsprechen.
4. Aus betrieblichen Gründen ist an allen wichtigen Stellen des Regieraumes ein gleichartiges Schallfeld anzustreben.

## 2. Grundsätzlicher Aufbau der Anlage

Die genannten Forderungen lassen sich auf verschiedene Weise erfüllen. Als besonders aussichtsreich wird die Verwendung des von Harz und Kösters [1] angegebenen Kugellautsprechers angesehen. Es handelt sich dabei um einen Kugelstrahler, der im gesamten Frequenzbereich mit konstanter Leistung strahlt. Man kann mit ihm für alle Raumwinkel einen praktisch von der Frequenz unabhängigen Schalldruck erzeugen. Die elektroakustischen Eigenschaften und hörphysiologischen Wirkungen dieses Lautsprechers wurden eingehend von V. Aschoff [2] untersucht.

Der Kugellautsprecher besteht aus räumlich getrenntem Hoch- und Tieftonteil. Die Lautsprechersysteme sind auf der Oberfläche zweier geschlossener Gehäuse gleichphasig schwingend angeordnet. Die Tonfrequenzleistung wird über eine Weiche zugeführt. Der frequenzabhängige Lautsprecherwirkungsgrad ist durch einen dem Leistungsverstärker vorgeschalteten Entzerrer ausgeglichen. Ebenso werden durch besondere Entzerrungsglieder die Wirkungen der Gehäuseresonanzen beseitigt. Akustische Eigenschaften der Regieräume lassen sich auf diese Weise berücksichtigen.

Eine gerade und ausgeglichene Schalldruckkurve ermöglicht die Wiedergabe aller für das Ohr wichtigen Schallfeldgrößen. Wieweit dieser gerade Verlauf des Schalldruckes ausgenutzt wird, hängt außer von den jeweils verfolgten künstlerischen Absichten von den Klangkörpern, der Raumakustik des Aufnahmestudios und der Aufnahmetechnik ab. Zur Anpassung an diese stets wechselnden Verhältnisse ist in den Übertragungskanal ein veränderbares Netzwerk geschaltet, das die Einstellung von Frequenzgängen erlaubt, die für die jeweilige Übertragung günstig scheinen. Die festgelegte Schalldruckkurve des Lautsprechers wird hiervon nicht berührt.

DK 621.395.623.7:621.396.667

Die Regelung der Lautstärke erfolgt nach hörphysiologischen Grundsätzen mit einem in Phon geeichten Regler. Kugellautsprecher und akustische Umgebung sind einander angepaßt, wobei Größe und Verlauf der Nachhallzeit für alle Regieräume einheitlich festgelegt wurden. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild der gesamten Abhöranlage für Regieräume in den Studios der Funkhäuser.

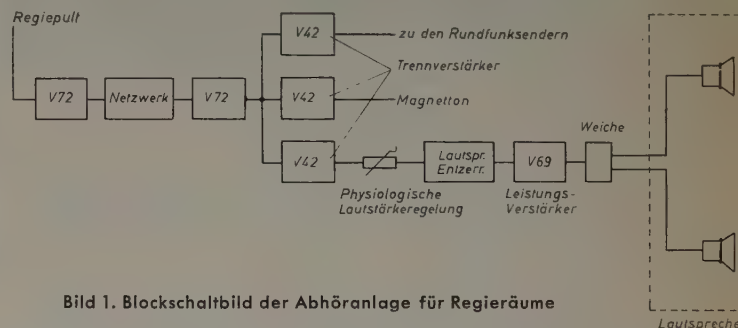


Bild 1. Blockschaltbild der Abhöranlage für Regieräume

Diese besteht aus folgenden Elementen: Dem frequenzabhängigen Netzwerk im Übertragungsweg (linearer Verzerrer), der physiologischen Lautstärkeregelung, dem Entzerrer zum Ausgleich des frequenzabhängigen Lautsprecherwirkungsgrades und der akustischen Eigenschaften des Abhörortes (Lautsprecher-Entzerrer), dem Leistungsverstärker, der Frequenzweiche, dem Lautsprecher, bestehend aus Hoch- und Tieftonkombination, der akustischen Umgebung des Lautsprechers.

## 3. Linearer Verzerrer

Bei der Übertragung und Speicherung von Schallvorgängen ist das Ohr der verbindliche Indikator, nach dem sich die Gestaltung des gesamten Übertragungsvorgangs zu richten hat. Im Regieraum müssen die vom Lautsprecher abgestrahlten Schallbilder den individuellen objektiven und subjektiven Ansprüchen der Tonmeister und Toningenieure genügen. Mit einer festliegenden geraden Frequenzkurve des Übertragungskanals sind diese Forderungen nicht zu erfüllen. Um zwischen Ohr und akustischem Wandler definierte Verhältnisse zu schaffen, wurde die Schalldruckkurve bei einer Lautstärke von 80 Phon im gesamten Übertragungsbereich eindeutig und unveränderlich festgelegt. Der Lautsprecher wird damit zu einer akustischen Bezugsebene, auf der sich die Schallvorgänge abspielen. Zusätzliche Schallbilder werden — wie von H. Kösters vorgeschlagen — durch Veränderungen des Frequenzganges im Übertragungskanal erreicht. Auf diese Weise ist gewährleistet, daß Absichten und Auffassungen der Programmschaffenden in möglichst großem Umfang beim Hörer wirksam werden. Die Änderungen des Frequenzganges erfolgen in Stufen nach hörphysiologischen Erfahrungen und Untersuchungen von N. Mayer [3].

Hiernach ist die Wahrnehmbarkeit linearer Verzerrungen frequenzabhängig. Änderungen des Frequenzganges werden am ehesten bei mittleren und hohen, am schwersten bei tiefen Frequenzen bemerkt. Es zeigt sich, daß in der Umgebung von 40 Hz, der unteren Grenzfrequenz des Übertragungsweges, Unterschiede in der Frequenzkurve von 4 dB gerade noch wahrzunehmen sind, während bei 12 kHz, der oberen Grenzfrequenz, schon Absenkungen um 2 dB gehört werden. Auf Grund dieser Feststellungen wurde das Netzwerk so ausgelegt, daß in Stufen, die vom Ohr bestimmt werden, eine Anzahl Frequenzgänge einstellbar sind. Im Bild 2 ist der Verlauf dieser Kurven dargestellt. Es ist sowohl eine Tiefenanhebung als auch eine Tiefenabsenkung



möglich. Bei den hohen Frequenzen wurde aus Betriebserfahrungen heraus auf eine Anhebung verzichtet.

Der lineare Verzerrer besteht aus einem Netzwerk, dessen Dämpfung durch einen nachgeschalteten Verstärker ausgeglichen ist, wobei die Werte für Ein- und Ausgangsscheinwiderstände denen der Betriebsverstärker entsprechen. Die Anordnung wird hinter den Endverstärker des Regieplatzes geschaltet. Die Frequenzgänge werden über Drucktasten eingestellt.

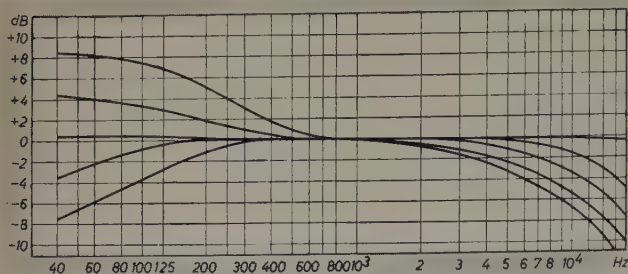


Bild 2. Frequenzkurven des linearen Verzerrers

#### 4. Physiologische Lautstärkeregelung

Eine definierte und jederzeit reproduzierbare Abhörlautstärke ist durch feste Einstellung der Betriebslautstärke zu erreichen. Die Auffassungen über die richtige Abhörlautstärke gehen jedoch auseinander. Es ist daher notwendig, dem Betriebspersonal in gewissen Grenzen die Wahl der Lautstärke zu überlassen. Es wird dann eine physiologische Regelung benötigt.

Als geeignet erwies sich ein von H. Eckmiller entwickelter Kombinationsregler „W 88“. Dieser zeigt mit ausreichender Genauigkeit einen Dämpfungsverlauf, der die Frequenzabhängigkeit des Ohres von der Lautstärke ausgleicht. Aus den Hörkurven von Fletcher und Munson ergibt sich, daß diese nur bei den tiefen Frequenzen und Lautstärken unterhalb 80 Phon zu berücksichtigen ist. Die Regelung

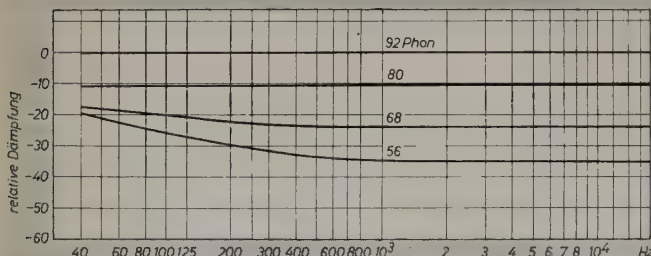


Bild 3. Dämpfungskurven des physiologischen Lautstärkereglers

erfolgt in einem Lautstärkebereich zwischen 92 und 56 Phon. Die Skala des Reglers ist in Phon geeicht, so daß eine einmal eingestellte Lautstärke jederzeit reproduzierbar ist. In Bild 3 sind die einstellbaren Dämpfungskurven dargestellt.

#### 5. Lautsprecherentzerrer

Der Wirkungsgrad des Lautsprechers ist stark frequenzabhängig. Eine leistungsgerade Schallabstrahlung wird durch eine besondere Vorentzerrung erreicht. Diese ist dem Leistungsverstärker vorgeschaltet und so ausgelegt, daß bei konstanter Eingangsspannung konstante Leistung abgestrahlt wird.

Des weiteren hat dieser Entzerrer die Aufgabe, sowohl die Wirkungen der Hohlraumresonanz des Tieftongehäuses als auch die des Hochtonteiles auszugleichen. Dazu kommt die Einebnung von Frequenzgangschwankungen im Überlagerungsgebiet von Hoch- und Tieftonteil. Darüber hinaus ist noch der störende Einfluß der Eigentöne des Regieraumes zu beseitigen. Ferner muß die Vorentzerrung die Einregelung des Leistungsbedarfes der Anlage auf unterschiedliche Raumgrößen und Nachhallzeiten erlauben. Auf diese Weise werden sämtliche Parameter erfaßt, die den geraden Verlauf der Schalldruckkurve stören.

Der Lautsprecherentzerrer hat folgende Einflüsse auf den Schalldruckverlauf auszugleichen:

1. Frequenzabhängiger Wirkungsgrad des Lautsprechers;
2. Hohlraumresonanzen der Lautsprechergehäuse;
3. Frequenzgangschwankungen im Überlappungsgebiet von Hoch- und Tieftonteil;
4. Raumresonanzen;
5. Frequenzabhängiger Leistungsbedarf der Regieräume.

Der Verlauf der Entzerrerkurve ist einmal durch die Lautsprechereigenschaften, zum andern durch die Akustik der Regieräume gegeben. Im Bild 4 ist der Frequenzgang eines unter betriebsmäßigen Bedin-

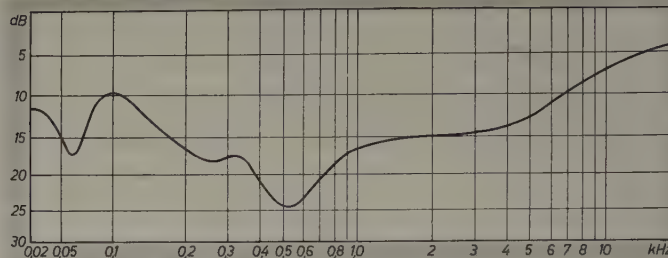


Bild 4. Frequenzkurve des Lautsprecherentzerrers unter Betriebsbedingungen

gungen eingemessenen Entzerrers dargestellt. Die verlangten Entzerrerkurven werden mit Hilfe eines Resonanzverstärkers gewonnen, der für jeden dieser Parameter mit einem besonderen Resonanzkreis versehen ist.

#### 6. Leistungsverstärker

Der Schalldruck der Lautsprecherwiedergabe soll im Regieraum möglichst bis zur Originallautstärke der übertragenen Schallquellen gesteigert werden können. Der hierfür erforderliche Bedarf an tonfrequenter Leistung ist vom Wirkungsgrad des Lautsprechers und seiner akustischen Umgebung abhängig. Zuverlässige Unterlagen ließen sich am leichtesten durch das Experiment gewinnen. Es ergab sich, daß für die größten in Betracht kommenden Betriebsräume bei den festgelegten Nachhallverhältnissen eine Lautstärke von 92 Phon mit einer Verstärkerleistung von 28 Watt erreichbar war.

Abgesehen von einer absolut geraden Frequenzkurve und einem wirklich unhörbaren Störgeräusch muß diese Leistung bei ausreichend kleinen nichtlinearen Verzerrungen abgegeben werden. Zu der Nichtlinearität des Lautsprechers darf der Verstärker keine hörbaren Anteile liefern. Werden doch bei Frequenzen über 1000 Hz bei größeren Lautstärken Verzerrungsfaktoren über 0,5% bemerkbar [4].

An den Leistungsverstärker sind daher recht hohe Ansprüche zu stellen. Der bei den Rundfunkanstalten eingeführte Verstärker des Typs V 69 entspricht bis zu einer Leistung von 30 Watt allen Anforderungen [5]. In einem Bereich, der nach der Amplitudenstatistik die größte Belastung bringt, liegt der Klirrfaktor unter 0,3%.

#### 7. Lautsprecher

Die Abhöranlage muß an allen betriebswichtigen Stellen eines Regieraumes gleichartige Schallbilder liefern. Bei kugelförmiger Schallabstrahlung in geschlossenen Räumen ist dabei für die Schalldruckverteilung der Bereich von Bedeutung, in dem die direkte, von der Schallquelle abgestrahlte Energie gleich der von den Raumbegrenzungen wird. Dieser wird allgemein mit Hallradius bezeichnet.

Beim Kugelstrahler sinkt die Energiedichte innerhalb des Hallradius mit dem Quadrat des Abstandes von der Schallquelle, während er außerhalb dieses Radius konstant bleibt. Bei ausreichendem Abstand vom Kugelstrahler befindet sich der Abhörende immer im Gebiet ortsunabhängigen Schalldruckes. Für Regieräume üblicher Größe und Nachhallzeit kann dieser Abstand stets eingehalten werden.

Der Kugelstrahler besteht aus einer größeren Zahl von nach verschiedenen Richtungen strahlenden Lautsprechersystemen. Die Richtwirkungen der einzelnen Systeme ergänzen sich dabei zu einem Kugelschallfeld. Die Systeme schwingen gleichphasig, so daß die Anordnung mit ziemlicher Näherung als Strahler nullter Ordnung anzu-



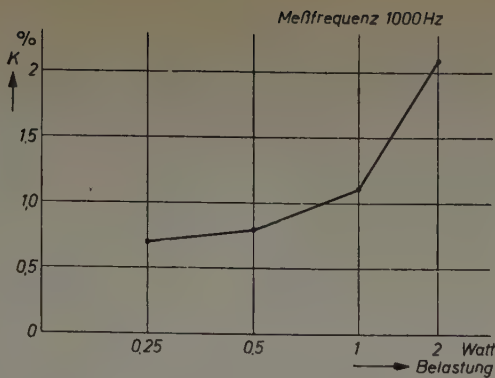


Bild 5. Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Belastung des Lautsprechersystems

sehen ist. Mit Rücksicht auf einen günstigen Verlauf des Strahlungswiderstandes werden getrennte Hoch- und Tieftonteile verwendet.

Das Maß der entstehenden nichtlinearen Verzerrungen ist durch die Belastung der Lautsprechersysteme gegeben. Es ist daher notwendig, die Tonfrequenzleistung pro System möglichst niedrig zu wählen. Eine Untersuchung über die Abhängigkeit der nichtlinearen Verzerrungen von der Belastung der Hochtontonsysteme ergab, daß eine höheren Ansprüchen genügende kleine Nichtlinearität erst bei verhältnismäßig kleinen Systembelastungen zu erreichen ist (Bild 5). Die Lautsprechermembranen waren dabei zur Verminderung der radialen Partialschwingungen nach einem Verfahren von G. Buchmann durch einen Weichmacher besonders präpariert. Soll der Klirrfaktor unter 1% gehalten werden, so darf die Belastung des einzelnen Lautsprechersystems nicht größer als 0,5 W sein.

Bei einer größten Lautstärke von 92 Phon benötigt man in Betriebsräumen mit einem Volumen bis zu 120 m<sup>3</sup> und einer Nachhallzeit von 0,4 s eine Tonfrequenzleistung von 28 W, wovon 16 W auf den Hochtonteil entfallen. Die gestellte Forderung ist daher nur bei einer Verteilung der Last auf 30 Lautsprecher einzuhalten. Aus konstruktiven Gründen wurden hierfür, wie im Bild 6 gezeigt, nach einem Vorschlag von Keidel [6] 32 Systeme in das Gerüst eines Hexagon-Pentagon-Tetrakis-Oktokaeder eingebaut.

Auch die Tieftontonsysteme haben eine merkliche Richtwirkung. Diese wird durch die Verwendung mehrerer, in verschiedene Richtungen strahlender Systeme unwirksam gemacht. Es werden vier Tieftonlautsprecher benutzt, die auf den Oberflächen eines dreiseitigen Prismas sitzen und nach drei Seiten und nach oben strahlen (Bild 7). Die hiermit verbundene Vergrößerung der strahlenden Fläche bringt einen nennenswerten Gewinn an Strahlungswiderstand. Die Abhängigkeit

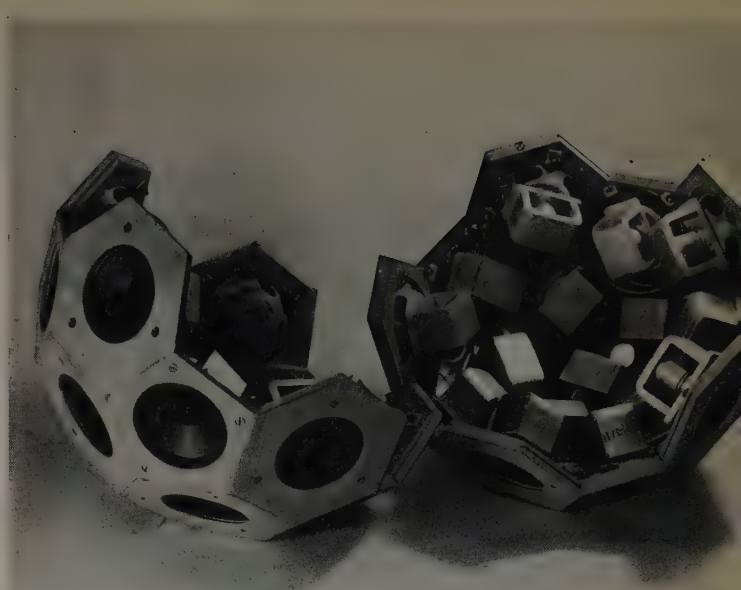


Bild 6. Blick in den Hochtonteil

dieses Widerstandes vom Verhältnis Membrandurchmesser zu abgestrahlter Wellenlänge ist im Bild 8 dargestellt. Für einen Durchmesser von 30 cm und eine Frequenz von 40 Hz sind diese Werte für ein, zwei und vier Lautsprechersysteme besonders eingetragen. Gleichzeitig werden durch Aufteilung der Tonfrequenzleistung auf vier Verbraucher die nichtlinearen Verzerrungen hörbar vermindert.

Die Lautsprechersysteme sind in ein geschlossenes Gehäuse eingebaut, so daß nur die freistrahrende Vorderseite Einfluß auf die Schallstrahlung hat. Diese Anordnung hat die akustischen Eigenschaften einer unendlich großen Schallwand. Die Wirkung der Kastenresonanz wird durch den Entzerrer beseitigt. Bild 9 zeigt die Gesamtansicht des Lautsprechers.

## 8. Akustik der Regieräume

Die subjektive Wirkung der Lautsprecherwiedergabe wird in hohem Maße durch die akustische Umgebung bestimmt. Den größten Einfluß übt hierbei die Nachhallzeit aus. Es schien daher zweckmäßig, allen Regieräumen eine einheitliche Nachhallzeit zu geben, die nach Möglichkeit den akustischen Verhältnissen einer Hörerwohnung entspricht.

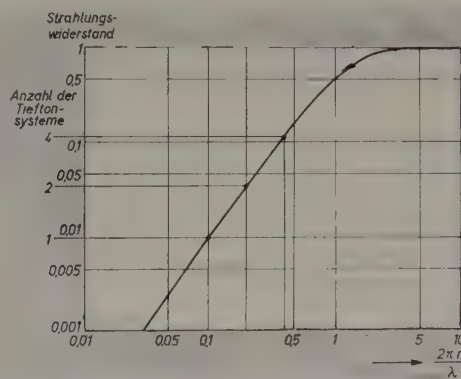


Bild 8. Abhängigkeit des Strahlungswiderstandes von der Größe der schwingenden Flächen [nach Aschoff]

← Bild 7. Tieftonteil bei geöffneter Rückwand

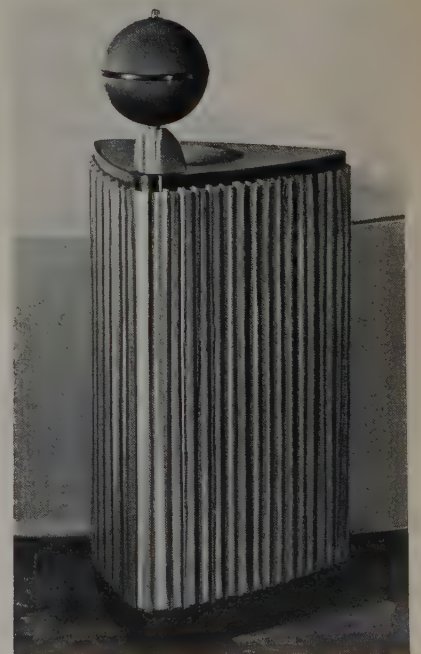


Bild 9. Ansicht des Lautsprechers →



Untersuchungen hierüber sind von V. Aschoff [7] und F. Larris [8] ausgeführt und durch eigene Feststellungen ergänzt worden. Aus diesen Ergebnissen wurde der mittlere Verlauf der Nachhallzeit einer Hörerwohnung ermittelt (Bild 10). Der Maximalwert liegt mit 0,6 s bei 200 Hz und fällt nach niedrigen und hohen Frequenzen hin ab. Diese Nachhallkurve entspricht jedoch nicht in jeder Hinsicht den Ansprüchen, die der Kugellautsprecher stellt.

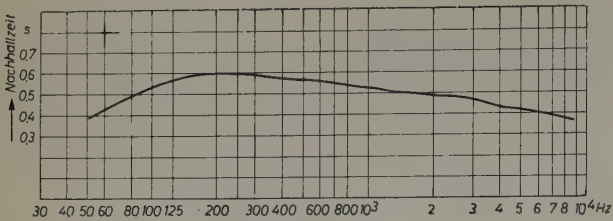


Bild 10. Mittlerer Verlauf der Nachhallzeit einer Hörerwohnung

Im unteren Übertragungsbereich stören die Eigentöne der Regieräume die Schalldruckverteilung erheblich. In der Regel lassen sich diese Raumeigenschaften nur durch eine möglichst kleine Nachhallzeit verbessern. Eine ortsunabhängige Verteilung des Schalldruckes läßt sich damit jedoch nicht erreichen. Hier muß man mit einer einigermaßen gleichartigen Verteilung des Schalldruckes an einigen wenigen Punkten des Schallfeldes zufrieden sein.

Als Folge des Haaseffektes ist im diffusen Schallfeld für die Lokalisierung einer Schallquelle die das Ohr treffende Primärwelle maßgebend [9]. Es tritt jedoch eine scheinbare Verbreiterung der Schallquelle auf, deren Maß von der Nachhallzeit abhängt. Bei der Lautsprecherwiedergabe punktförmiger Schallquellen — z. B. der menschlichen Stimme — kann diese Verbreiterung recht störend wirken.

Das Ergebnis einer Untersuchung über die Wiedergabe gesprochener Texte mit dem Kugellautsprecher bei verschiedenen Nachhallzeiten des Regierumes ist im Bild 11 dargestellt. Es ergibt sich hieraus, daß

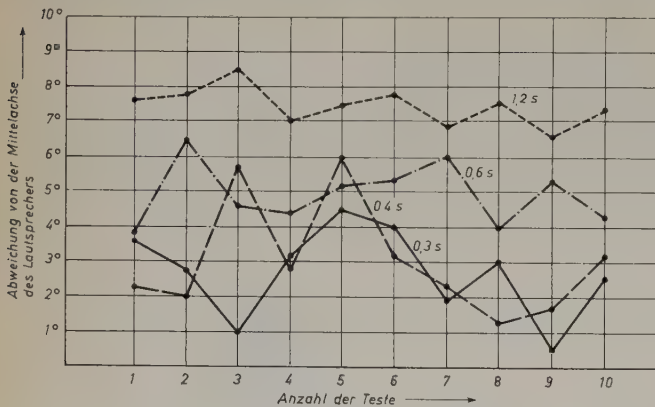


Bild 11. Lokalisierungsschärfe beim Kugellautsprecher für verschiedene Nachhallzeiten

für die natürliche Ortungsschärfe von 3° die Nachhallzeit des Raumes nicht größer als 0,4 s sein darf. Für alle Betriebsräume wurde daher dieser Wert bei einem der Hörerwohnung entsprechenden Verlauf der Nachhallkurve einheitlich festgelegt.

## 9. Schalldruckverlauf

Der grundsätzliche Frequenzgang der Schalldruckkurve des Regielautsprechers soll dem Schalldruckverlauf guter handelsüblicher Rundfunkempfänger entsprechen. Bei ungerichteter Schallabstrahlung wird ihr Verlauf im allgemeinen bis zu etwa 6000 Hz horizontal gehalten und fällt dann stetig ab. Konstante Schallenergieabgabe bei hohen Frequenzen verlangt einen beim Empfänger nicht vertretbaren Leistungsaufwand, so daß mit einem Abfall bei hohen Frequenzen immer gerechnet werden muß.

Der Regielautsprecher strahlt daher ab 40 Hz leistungsgerade mit einem Abfall von 6 dB zwischen 6000 und 12000 Hz. Es wird dabei verlangt, daß die Schalldruckkurve an wenigstens einer betriebs-

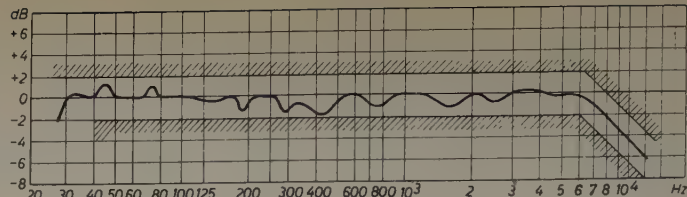


Bild 12. Schalldruckkurve des Kugellautsprechers

wichtigen Stelle des Regierumes in einem Toleranzbereich von  $\pm 2$  dB diesen Forderungen genügt.

Bild 12 zeigt den Frequenzgang der Schalldruckkurve, wie sie einheitlich bei allen Regielautsprechern eingehalten wird. Die Messung erfolgt nach einem Vorschlag von K. H. Adams mit Terzrauschen durch direkten Vergleich des Schalldruckes mit der an den Entzerrer gelegten Tonfrequenzspannung.

Die Bedingung einer ortsunabhängigen Schalldruckverteilung ist streng nur für Frequenzen oberhalb 500 Hz einzuhalten, während im Bereich merkbarer Eigentöne der Regieräume größere Unterschiede in Kauf genommen werden müssen. Durch geschickte Aufstellung des Lautsprechers lassen sich jedoch auch hier größere Einbrüche in der Schalldruckkurve vermeiden.

## Schrifttum

- [1] Harz, H., u. Kösters, H.: Ein neuer Gesichtspunkt für die Entwicklung von Lautsprechern. Techn. Hausmitt. NWDR Bd. 3 (1951) S. 205
- [2] • Aschoff, V.: Probleme der elektroakustischen Einkanalübertragung. Arbeitsgem. f. Forsch. d. Landes Nordrh.-Westf., Ber. Nr. 33 (1954)
- [3] Mayer, N.: Über die Hörbarkeit von linearen Verzerrungen bei natürlichen Klängen. Funk u. Ton Bd. 8 (1954) S. 1
- [4] Feldtkeller, R.: Die Hörbarkeit nichtlinearer Verzerrungen. Akust. Beih. Bd. 1/2 (1951/52) S. 117
- [5] Kersten, H., u. Lammers, H. H.: Der neue 25-Watt-Verstärker V 69. Techn. Hausmitt. NWDR Bd. 3 (1951) S. 178
- [6] Keidel, L.: Eine neue Hochtongkugel, Funkschau Bd. 28 (1956) S. 935
- [7] Aschoff, V.: Probleme der elektroakustischen Einkanalübertragung. Arbeitsgem. f. Forsch. d. Landes Nordrh.-Westf. Nr. 33 (1954)
- [8] Larris, F.: Réverbération dans les appartements. In „Colloques intern. acoust. architect. (Marseilles 11.—17. Avril 1950)“, S. 79—100. Paris 1952, Edition de la Rev. d'Optique
- [9] Haas, H.: Über den Einfluß eines Einfachechos auf die Hörbarkeit der Sprache. Acustica Bd. 1/2 (1951/52) S. 79

(eingegangen am 17. Sept. 1956, geänderte Fassung am 15. Okt. 1956)

## FUNK-TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



enthält in den Februarheften u. a. folgende Beiträge

### 1. Februarheft 1957 (Nr. 3)

Meteore als Objekte radiotechnischer Untersuchungen

Dynamische Untersuchungen an Radiodetektoren

Koffereempfänger mit Transistoren

Einführung in die Radartechnik

Fernsehempfängerprobleme bei der Sender-Vorentzerrung

Messung und Registrierung sehr langsamer Schwingungen

Doppelmagnettongerät für Amateurzwecke

Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre

### 2. Februarheft 1957 (Nr. 4)

PCC 88 — eine neue Röhre für Fernseh-Kanalwähler

AW 43-80 und AW 53-80 — zwei neue Bildröhren mit elektrostatischer Fokussierung für 90°-Ablenkwinkel

Die Entzerrung des Frequenzganges bei der magnetischen Schallaufzeichnung

Prüfung von impulsmodulierten Richtstrahlanlagen

So arbeitet mein Fernsehempfänger

Von Sendern und Frequenzen · Kurznachrichten · Zeitschriftendienst

Beilagen: Bausteine der Elektronik · Die zweckmäßige grafische Darstellung von Kurven durch geeignete Maßstabwahl

Einführung in die Impulstechnik

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK · Berlin-Borsigwalde



Das nachstehend beschriebene Verfahren, das sich durch seinen niedrigen Aufwand an Schaltmitteln auszeichnet, dürfte mit geringen Abwandlungen auch für kleine Nebenschlußmotoren brauchbar sein. Da die Frequenzregelung jedoch über das Feld erfolgt, übertragen sich Schwankungen der Speise-Gleichspannung voll auf die Amplitude der Ausgangs-Wechselspannung. Daher ist eventuell eine nachfolgende Stabilisierung der Wechselspannung zweckmäßig.

Das Gesamtschaltbild der Anlage ist im Bild 1 dargestellt. Ihren Kern bildet der Transformator  $T$  mit der frequenzabhängigen Gleichrichteranordnung. Die Wechselspannung wird über einen Tiefpaß

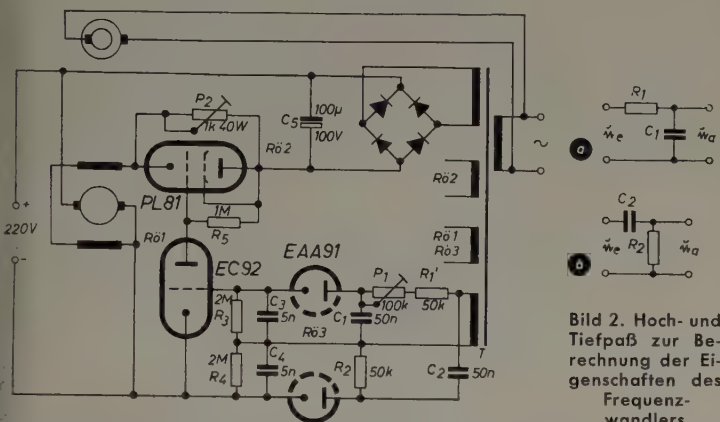


Bild 1. Schaltbild des frequenzstabilisierten Umformers.  $P_1$  dient zum Einstellen der Frequenz und  $P_2$  zur Einstellung eines günstigen Arbeitspunktes für die PL 81. ( $R_0 1$  und  $R_0 3$  lassen sich auch durch eine EABC 80 ersetzen)

$R_1 = R_1' + P_1$ ,  $C_1$  beziehungsweise über einen Hochpaß  $R_2$ ,  $C_2$  geführt und gleichgerichtet. Die Ausgangsspannungen der beiden Gleichrichter sind gegeneinandergeschaltet, ihre Differenzspannung steuert über einen zweistufigen Verstärker den Feldstrom. Nullpunktschwankungen des Verstärkers werden weitgehend mit ausgeregelt. Durch die Wahl des Arbeitspunktes läßt sich sehr genau die Frequenz einregeln, für die die Steuergleichspannung Null ist. Um einen günstigen Regelbereich zu erhalten und den Spannungsabfall an der Leistungsröhre zu decken, ist es notwendig, die Feldgleichspannung zu erhöhen. Definiert man

$$\mathfrak{K} = \frac{u_a}{u_e} \quad (1)$$

so gilt für Bild 2

$$|\mathfrak{K}_a| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}} \quad |\mathfrak{K}_b| = \frac{\omega R_2 C_2}{\sqrt{1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2}} \quad (2a, b)$$

Da beide Spannungen gleichgerichtet und subtrahiert werden, ergibt sich

$$\begin{aligned} K_g &= K = |\mathfrak{K}_b| - |\mathfrak{K}_a| \\ t &= \frac{\omega R_2 C_2 \sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2} - \sqrt{1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2}}{\sqrt{(1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2)(1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2)}} \end{aligned} \quad (3)$$

In (3) berücksichtigt  $t$  den Wirkungsgrad der Gleichrichtung und die Kurvenform der Spannung; es wird für beide Diodenstrecken als gleich groß vorausgesetzt. Bei Sinusform und der hier angewendeten Spitzengleichrichtung ist  $t$  etwa  $\sqrt{2}$ . Für die eingeregelte Frequenz soll  $K = 0$  sein, also

$$\omega_0^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 = 1 \quad (4)$$

oder, getrennt für Hoch- und Tiefpaß,

$$\omega_0 \cdot R_1 \cdot C_1 = k \quad k \cdot \omega_0 \cdot R_2 \cdot C_2 = 1 \quad (5a, b)$$

Werden (5a) und (5b) in (3) mit

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (6)$$

eingeführt, so ergibt sich

$$K = \frac{\Omega \sqrt{1 + k^2 \Omega^2} - \sqrt{k^2 + \Omega^2}}{\sqrt{(1 + k^2 \Omega^2)(k^2 + \Omega^2)}} \quad (7)$$

Wichtig ist die Umwandlungsteilheit

$$s = \omega_0 \left( \frac{dk}{d\omega} \right) \omega = \omega_0 \quad (8)$$

die angibt, wie stark sich eine Änderung der Frequenz auf die Ausgangsspannung auswirkt. Für  $s$  folgt aus (7) nach einer Zwischenrechnung

$$s = \frac{2k^2}{(1 + k^2)^{3/2}} \quad (9)$$

Der Verlauf dieser Funktion ist im Bild 3 dargestellt. Sie hat für  $k = \sqrt{2}$  ein Maximum mit  $s = 0,77$ , also  $s \cdot t \approx 1$ . Führt man diese optimale Größe für  $k$  in (7) ein, so ergibt sich die Umwandlungskurve

$$K_{\text{opt}} = \frac{\Omega}{\sqrt{2 + \Omega^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + 2\Omega^2}} \quad (10)$$

deren Verlauf Bild 4 zeigt.

Für die Änderung der Ausgangsspannung je Hertz Änderung der Eingangsspannung gilt

$$\frac{\Delta u_a}{\Delta f} = u_e \frac{dK_g}{df} = u_e \cdot 2\pi \frac{dK_g}{d\omega} = \frac{s \cdot t \cdot u_e}{f_0} \quad (11)$$

Hat  $R_0 1$  die Verstärkung  $v$  und  $R_0 2$  die Steilheit  $S$ , so wird

$$\frac{\Delta I_a}{\Delta f} = \frac{u_e \cdot s \cdot t \cdot v \cdot S}{f_0} \quad (12)$$

Darin ist  $\Delta I_a$  die Anodenstromänderung von  $R_0 2$  (Feldstromänderung) je Hertz Änderung der Eingangsspannung.

Bei dem verwendeten Umformer mußte zwischen Vollast und Leerlauf und bei Netzspannungsschwankungen von 170 bis 240 V der Feldstrom zwischen 150 und 220 mA, also um 70 mA, geändert werden.  $R_0 1$  hatte eine Verstärkung von etwa 50, während die Steilheit von  $R_0 2$  rund 7 mA/V war. Mit diesen Werten ergibt sich bei 50 Hz eine Frequenzänderung von 0,05 Hz. In der Praxis wurde dieser Wert jedoch nicht ganz erreicht. Das dürfte auf die nicht ausreichende Konstanz des Frequenzwandlers und Verstärkers zurückzuführen sein, die durch Temperaturkoeffizienten, Netzspannungsschwankungen und auf lange Sicht auch durch Alterungen bedingt ist. Die Frequenzänderung war aber  $< \pm 0,1$  Hz; die Frequenz blieb also auf  $\pm 2 \cdot 10^{-3}$  konstant. Etwaige infolge der Zeitkonstante des Feldes zu erwartende Regelschwingungen wurden nicht beobachtet.

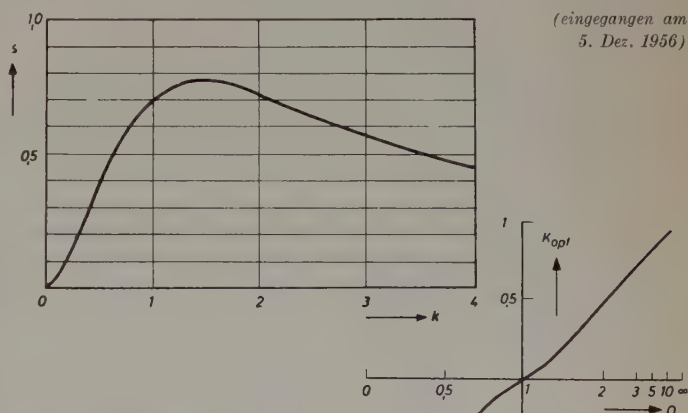


Bild 3. Abhängigkeit der Umwandlungsteilheit vom Wert  $k$

Bild 4. Umwandlungskurve des optimalen Frequenzwandlers



R. HÜBNER

## Die Prüfung von Thyratrons

DK 621.385.38.001.4

Die moderne Elektronik bedient sich in zunehmendem Maße der Thyratrons (auch Stromtore genannt). Dies sind gesteuerte Gasentladungsröhren, die entweder mit Quecksilberdampf oder mit Edelgas oder mit einer Mischung beider gefüllt sein können. Man muß bei ihnen zwei Kategorien unterscheiden: a) Mittelspannungs-Industriethyratrons, bei denen eine Sperrspannung von maximal 2000 V genügt; b) Hochspannungsthyratrons, für die eine nur mit reiner Quecksilberdampffüllung zu verwirklichende Sperrspannung bis zu 20000 V in Betracht kommt. Sie werden vornehmlich in Hochspannungsgleichrichterschaltungen in HF-Generatoren, Sendern usw. verwendet, wenn es gilt, Ein- und Ausschaltvorgänge präzise zu steuern und Kurzschlüsse in Sendeanlagen augenblicklich abzuschalten.

In allen diesen Anlagen fallen den Röhren wichtige Funktionen zu. Ein Röhrenausfall bedingt, falls nicht besondere Vorkehrungen getroffen werden, einen Ausfall der gesamten Anlage. Es ist daher das Bestreben jedes Röhrenherstellers, die Betriebssicherheit und die Lebensdauer der Röhren durch ständig verbesserte Fertigungs- und Prüfmethoden auf den höchstmöglichen Stand zu bringen. Schon auf die Auswahl der Rohstoffe muß daher geachtet werden. Fortschrittliche Firmen richten deshalb besondere Werkstoffprüfstellen ein. In verschiedenen Prüflaboratorien werden sodann die einzelnen Bauteile untersucht. Zwischenprüfungen überwachen die Fertigung. Nach durchgeführtem Pumpprozeß, also am Ende der Röhrenfertigung, werden gasgefüllte Röhren, ebenso wie andere Elektronenröhren auch, den verschiedenartigsten Prüfungen unterworfen, die sich meist von den bei Empfänger- oder Senderröhren angewandten unterscheiden.

Die Prüfungen gliedern sich im wesentlichen in drei Kategorien: A) Prüfungen und Messungen an neu entwickelten Musterröhren zur Bestimmung der den Verbrauchern anzugebenden Daten und Charakteristiken; B) Stichprobenmessungen aus der laufenden Serienproduktion zur Kontrolle der gleichmäßigen Qualität der Röhren einer Serie; C) Prüfungen, die an jeder einzelnen Serienröhre vorgenommen werden.

Im wesentlichen lehnen sich diese Prüfungen, über die im folgenden ein kurzer Überblick gegeben werden soll, an die Empfehlungen der *American Standards Association* an. Sie werden von den verschiedenen Röhrenherstellern mit mehr oder weniger großen Varianten angewendet. Jede Röhre muß zunächst einen Aktivierungsprozeß durchmachen, bevor sie zur Prüfung zugelassen wird; die einzelnen Prüfungen werden dabei ungefähr in der nachstehenden Reihenfolge vorgenommen.

### 1. Heizstrommessung (für Kategorie A und C)

Die Ablesung des Heizstromes bei Nennheizspannung erfolgt erst, nachdem die Katode ihre Betriebstemperatur erreicht hat, was je nach Röhrentyp nach 1 bis 5 Minuten der Fall ist. Der Heizstrom muß dabei in den vorgeschriebenen Prüftoleranzen liegen. Ist er zu gering, so kann dies u. a. seine Ursache in schlechten Lötstellen im Sockel, schlechtem Heizfaden usw. haben. Wichtig ist, daß die Heizspannung möglichst unmittelbar an den Heizstiften gemessen wird, andernfalls bei längeren Leitungen infolge des durch den hohen Strom entstehenden Spannungsabfalles Meßfehler verursacht werden können. Um das Meßergebnis nicht zu fälschen, sollte das Voltmeter während der Ablesung des Heizstroms abgeschaltet werden.

### 2. Aufnahme der $U_a/U_g$ -Charakteristiken (Kategorie A)

Die Röhre wird nach Bild 1 mit der Nennheizspannung  $U_f$  geheizt und mittels einer genügend hohen negativen Gittervorspannung gesperrt. Durch Verkleinern von  $-U_g$  (nach weniger negativen Werten) wird die kritische Gitterspannung  $U_{gc}$  gesucht, bei der die Röhre bei einer bestimmten Anodenspannung  $U_a$  zündet. Aus mehreren Punk-

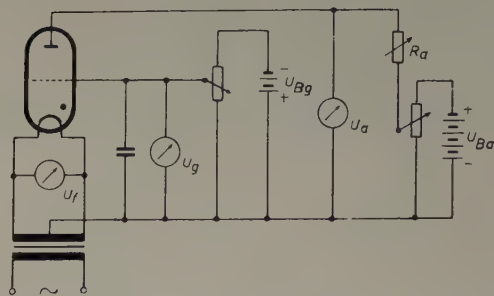


Bild 1. Schaltung zur Aufnahme der Zündkennlinien eines Thyratrons

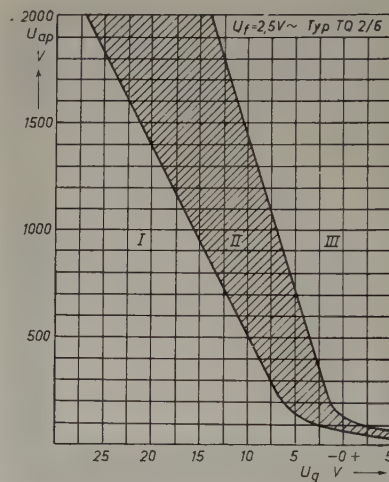
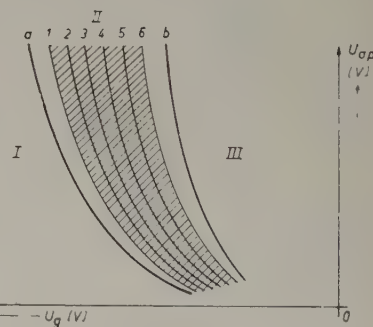
Bild 2 a. Zündkennlinien  $U_{ap} = f(U_g)$  für Typ TQ 2/6 mit Mischfüllung

Bild 2 b. Aufnahme der Kurven

ten der kritischen Gitterspannung für verschiedene  $U_a$  lassen sich die Zündkennlinien konstruieren (Bild 2a, b). Mit Rücksicht auf die bei gasgefüllten Röhren unvermeidlichen, fabrikatorisch bedingten Streuungen müssen sich diese Prüfungen auf eine größere Anzahl von Röhren erstrecken. Bei Hg- oder gemischgefüllten Röhren müssen diese Messungen außerdem noch bei verschiedenen Temperaturen vorgenommen werden. Aus ihnen ergibt sich dann der sogenannte „Streubereich“ (schraffiert), der nicht nur Streuungen von Röhre zu Röhre, sondern auch Heizspannungsschwankungen (innerhalb der  $\pm 5\%$ -Toleranzen) sowie bei Quecksilberdampfröhren Verschiebungen der Zündkennlinien innerhalb der Temperaturgrenzen berücksichtigt.

Bild 2a zeigt den Scheitelwert  $U_{ap}$  der an die Röhre angelegten Wechselfspannung (bzw. Anodengleichspannung) in Abhängigkeit



von der zur Zündung nötigen Gittergleichspannung  $U_g$ ; links vom Streubereich *II* liegt der Sperrbereich *I*, rechts davon der sichere Zündbereich *III*. Höhere Raumtemperaturen und höhere Heizspannungen verschieben die Kurven nach links, höhere Bogen- spannungen (z.B. mit wachsendem Röhrenalter) nach rechts. Die Aufnahme der Kurven zeigt Bild 2b. Zunächst werden die aus einer größeren Anzahl Röhren 1...6 bei einer bestimmten mittleren Raum- temperatur gewonnenen  $U_a/U_g$ -Kurven übereinandergeschrieben. Von derjenigen Röhre 1, deren Charakteristik am weitesten links liegt, wird sodann nochmals eine Kurve bei niedrigster zulässiger Hg-Temperatur (z.B. + 25 °C, für edelgasgefüllte Röhren bei unterer Raumtemperaturgrenze) und mit  $U_{f\text{enn}} - 5\%$  aufgenom- men (a). Von derjenigen Röhre 6, deren Charakteristik am weitesten rechts liegt, wird in gleicher Weise eine Charakteristik mit höchst- zulässiger Hg-Temperatur (bzw. Außentemperatur, z.B. + 70 °C) und mit  $U_{f\text{enn}} + 5\%$  eingezeichnet (b). Die Kurven a und b ergeben dann den in Bild 2a eingezeichneten Streubereich.

### 3. Emissionsprüfung

Eine direkte Emissionsmessung an Bariumoxydkatoden, wie diese in gasgefüllten Röhren verwendet werden, mit ihrer hohen, nicht ausgeprägten Sättigungsgrenze, ist praktisch unmöglich. Man greift daher auf eine indirekte Messung zurück und ersetzt sie durch die Spratzstrom- und Bogenspannungsmessung.

#### 3.1 Spratzstrommessung (Kategorie A und C)

Diese Methode vermittelt ein gutes Bild von der Ergiebigkeit der Katode, denn der Spratzstrom ist bedingt durch den Widerstand der emittierenden Schicht und durch ihr Austrittspotential. Die Messung kann mit der im Bild 3 prinzipiell dargestellten Schaltung

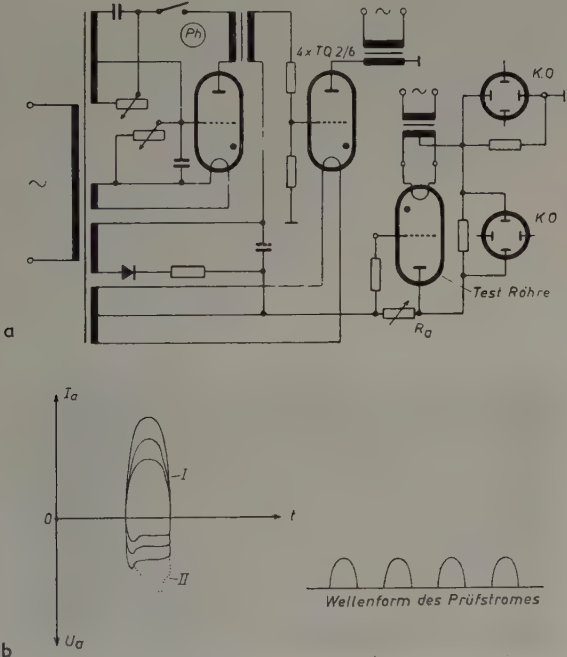


Bild 3. a) Prinzipschema eines Prüffisches für gasgefüllte Gleichrichterröhren und Thyratrons (Brown Boveri), b) Oszillogramm von  $I_a$ - und  $U_a$ -Werten, c) Wellenform der benutzten Prüfstromimpulse

in einfacher Weise vorgenommen werden. Die Teströhre wird dabei von einem impulsförmigen Prüfstrom durchflossen. Ein Doppelstrahl-Katodenstrahl-Oszillograph oder zwei umschaltbare K.-O. werden an sie angeschlossen, auf denen  $I_a$ - und  $U_a$ -Kurven aufgeschrieben werden, die ersteren am besten unter Verwendung eines Zweistrahl-K.-O. Mit dem variablen  $R_a$  kann der Strom gesteigert werden, so daß sich die im Diagramm stetig ansteigenden Sinuskurven *I* ergeben, die bei Überschreiten der Spitzenstromgrenze in deutlich sichtbare  $U_a$ -Diskontinuitäten *II* (Spratzstromgebiet) ausarten. Die Speisung der Teströhre erfolgt mit Wechselstrom über 4 parallel-geschaltete Thyratrons TQ 2/6 ( $I_a = 4 \times 6,4 \text{ A}$ ), deren Zündeinsatz mittels einer Phasenbrückenschaltung *Ph* gesteuert werden kann. Für Serienprüfungen eines bestimmten Röhrentyps wird  $R_a$  so ein- gestellt, daß die untere Grenze für den Spratzstrom gerade noch

nicht erreicht wird. Röhren, die dabei spratzen, werden ausge- schieden. Die Prüfgrenze wird im allgemeinen um eine beträchtliche Größenordnung höher gelegt als der angegebene mittlere Dauerstrom der Röhre.

#### 3.2 Bogenspannungsmessung (Kategorie A und C)

Die Messung kann in einer Schaltung wie vorerwähnt erfolgen, wobei der innere Spannungsabfall der Röhre (auch Bogenspannung genannt), also jene Spannung, die zwischen Anode und Katode an der gezündeten Röhre liegt, am besten mit K.-O. oder einem Präzi- sions-Voltmeter gemessen wird. Eine hohe Bogenspannung läßt auf einen Rückgang der Katodenemission schließen. Die Messung kann sowohl mit Gleich- als auch mit Wechselspannung ausgeführt werden. Alle Messungen müssen bei gleicher Temperatur erfolgen, am besten bei optimaler Betriebstemperatur (die bei Hg-gefüllten Röhren bei etwa 45 °C liegt) und bei einem bestimmten Anodenstrom, z.B. bei dem maximal zulässigen mittleren Gleichstrom (beim Typ TQ 2/6 mit 6,4 A). Der gemessene Wert der Bogenspannung, der je nach Röhrentyp und Füllung bei 10...20 V liegt, wird mit einem vorge- schriebenen Erfahrungswert verglichen. Stark verbrauchte Röhren weisen Spannungsabfälle von über 20 V auf.

#### 4. Zündspannungskontrolle (Kategorie B)

Bei zwei für alle Röhren des gleichen Typs genau festgelegten An- odengleichspannungswerten (z.B. 150 und 500 V) werden die beiden kritischen Gittervorspannungen bestimmt und an Hand der an einer Musterröhre aufgenommenen Charakteristiken verglichen. Sie müssen innerhalb des Streubereiches *II* (Bild 2b) liegen.

#### 5. Gitterstromkontrolle

Unter dem kritischen Gitterstrom  $I_{gc}$  versteht man jenen Strom, der im Gitterkreis fließt, wenn die Röhre noch nicht gezündet hat. Er ist eine Funktion der Anodenspannung und hat seine Ursache in der Gitteremission (sogenannte Gitterprimäremission) und in ge- ringem Maße in Isolationsfehlern. Auch kapazitive Ladeströme zwischen den Elektroden können ihn beeinflussen. Er fließt am Gitterwiderstand in Richtung zum Gitter (also  $-I_{gc}$ ) und hat die Größenordnung von wenigen  $\mu\text{A}$ , während bei gezündeter Röhre der Gitterstrom seine Richtung umkehrt ( $+I_g$ ) und bis zu mehreren Hundert  $\mu\text{A}$  ansteigen kann. In der Praxis interessiert der kritische Gitterstrom ( $-I_{gc}$ ). Wird er zu groß, so beeinflußt er die Regelfähigkeit der Thyratrons und macht die Röhre unbrauchbar. Für seine Bestimmung gibt es verschiedene Meßmethoden, von denen nur zwei beschrieben werden sollen.

##### 5.1 Kontrolle des kritischen Gitterstromes durch Gitterwiderstands-Spannungsprüfung

Man verwendet dabei (Bild 4) zwei verschieden große, in Serie ge- schaltete Widerstände  $R_{g1}$  und  $R_{g2}$ , die mit dem Schalter *S* nach- einander kurzgeschlossen werden; je nach der Einschaltung des einen ( $R_{g1}$ ) oder des anderen ( $R_{g2}$ ) wird ein anderer Spannungsabfall (am

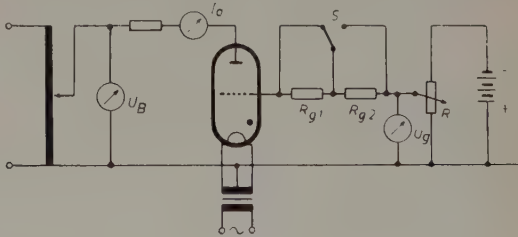


Bild 4. Anordnung zur Messung des kritischen Gitterstromes

Gittervoltmeter) angezeigt ( $U_{g1}$  oder  $U_{g2}$ ). Unter der (allerdings nicht ganz exakten) Voraussetzung, daß Gitterspannung und Anodenstrom bei beiden Messungen unverändert bleiben, ergibt sich der kritische

$$\text{Gitterstrom aus } I_{gc} = \frac{U_{g1} - U_{g2}}{R_{g1} - R_{g2}}$$

Da die primäre Gitteremission eine Funktion der Temperatur des Gitters ist, muß, um die Messung des totalen Gitterstromes sicher- zustellen, die Röhre erst längere Zeit angeheizt und mit vollem Anodenstrom betrieben werden.

(Wird fortgesetzt)



# Neuartiger elektro-optischer Lichtmodulator

DK 621.383.6

Für Anwendungen im Nachrichtenverbindungswesen, in der Densitometrie, Fotografie, Fotometrie, zur Bestimmung von Halbleiter-Parametern usw. werden Lichtmodulatoren benötigt, die Lichtimpulse bis herab zu etwa  $1\ \mu\text{s}$  Dauer liefern oder einen Lichtstrom mit Frequenzen von Null bis in das Gebiet der Videofrequenzen modulieren können. Ein neuartiger elektro-optischer Lichtmodulator<sup>1)</sup> ist im Prinzip mit der Kerr-Zelle vergleichbar. Er besteht aus einer in Z-Richtung geschnittenen Platte aus primärem Ammonium-(ADP) oder Kalium-(KDP)-phosphat, die zwischen zwei Elektroden so gelagert ist, daß Licht in Richtung des elektrischen Feldes hindurchtreten kann. Ordnet man eine solche Kristallplatte zwischen zwei Polarisatoren an, dann läßt sich die Intensität des austretenden Lichtes in Abhängigkeit von der angelegten Spannung ändern.

Die Beziehung zwischen Lichtdurchlässigkeit und angelegter Spannung folgt einem  $\sin^2$ -Gesetz (Bild 1). Diese Kennlinie gilt für gekreuzte Polarisatoren. Für parallele Polarisatoren wird sie um die 50%-Linie umgekehrt und folgt dann einem  $\cos^2$ -Gesetz. In beiden Fällen enthält das austretende Licht geradzählige Harmonische (besonders zweite Harmonische), d.h., es tritt Frequenzverdoppelung auf.

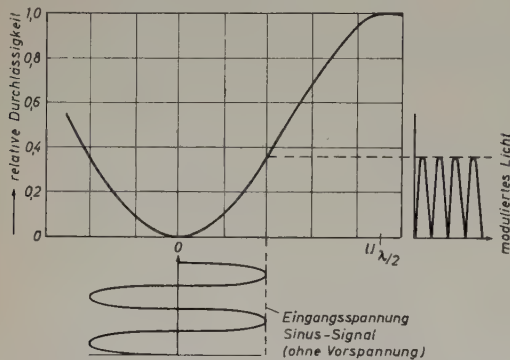


Bild 1. Relative Lichtdurchlässigkeit als Funktion der Eingangsspannung

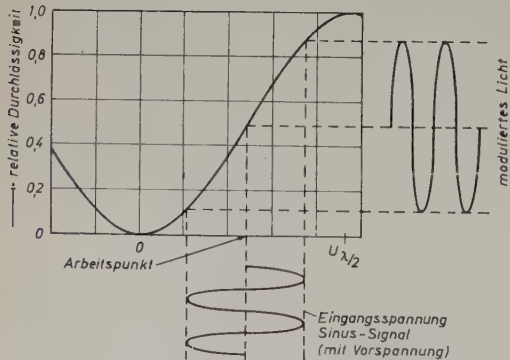


Bild 2. Relative Lichtdurchlässigkeit als Funktion der Eingangsspannung bei Verlagerung des Arbeitspunktes auf Mitte der Kennlinie durch ein  $\lambda/4$ -Plättchen

Für andere Anwendungen kittet man ein  $\lambda/4$ -Plättchen direkt auf den Kristall auf. Dadurch verlagert sich der Nullpunkt nach 50% Durchlässigkeit (Bild 2), und innerhalb des linearen Bereichs der Kennlinie werden Modulationsspannungen beliebiger Kurvenform formgetreu auf den Lichtstrahl übertragen. Bei 70% Modulation treten nur etwa 3% Ver-

zerrungen an dritten Harmonischen auf. Dieser Anordnung bedient man sich bei der linearen Modulation mit Tonfrequenz- oder Videosignalen. Das  $\lambda/4$ -Plättchen (z.B. aus Glimmer) ist im allgemeinen einer technisch auch möglichen Vorspannung des Systems mit Gleichspannung vorzuziehen. Für Sonderzwecke lassen sich jedoch auch andere Werte für das Glimmerplättchen oder Kombinationen von „optischer“ und elektrischer Vorspannung anwenden.

Charakteristisch für die verschiedenen Kristalleinheiten ist die für eine Verzögerung um  $\lambda/2$  notwendige Spannung (Bild 1). Sie ist von der Dicke der Kristallplatte unabhängig und hat beispielsweise für KDP bei Licht von  $550\ \text{m}\mu$  Wellenlänge bei niedrigen Frequenzen einen Wert von 7,7 kV bzw. von 8,5 kV bei hohen Frequenzen. Die entsprechenden Werte für ADP sind 9,3 und 14,8 kV. Der Spannungsbedarf ändert sich proportional der Lichtwellenlänge und steigt von Blau nach Rot.

Die ADP- und KDP-Kristalle sind im Bereich  $0,21\ldots 1,25\ \mu$  lichtdurchlässig. Für den mit Elektroden versehenen Lichtmodulator, jedoch ohne Polarisatoren, ergibt sich eine Durchlässigkeit in Abhängigkeit von der Wellenlänge nach Bild 3; der Abfall im UV ist zum Teil durch die Deckgläser bedingt. Die maximale Durchlässigkeit eines Lichtmodulators wird

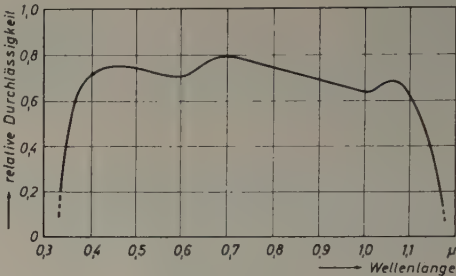


Bild 3. Spektralcharakteristik

von der Durchlässigkeit des Kristalls und der beiden Polarisatoren sowie von den Reflexionsverlusten bestimmt. Da die Durchlässigkeit paralleler Polarisatoren etwa 35% ist, erhält man je nach Art der Elektroden, der Lichtwellenlänge und der Zahl der reflektierenden Flächen im optischen System einen Höchstwert zwischen 10 und 25%. Die minimale Durchlässigkeit hängt von der Güte der gekreuzten Polarisatoren und dem Öffnungswinkel des auffallenden Lichtes ab. Da die Kristallplatten doppelbrechend sind, tritt für nicht genau parallel zur optischen Achse einfallendes Licht eine gewisse Aufhellung auf. Für ein Kontrastverhältnis 100 : 1 (maximale : minimale Durchlässigkeit) darf der Öffnungswinkel des Lichtbündels nur wenige Grad betragen.

Der durch ein optisches System maximal hindurchtretende Lichtstrom hängt von der Apertur und dem wirksamen Blendendurchmesser ab. Daraus und aus der Durchlässigkeit der Kristallplatte und dem auffallenden Lichtstrom läßt sich der gesamte modulierbare Lichtstrom bestimmen. Die zulässige Apertur des Lichtmodulators hängt vom geforderten Kontrastumfang ab. Für ein Kontrastverhältnis 100 : 1, eine  $1/16$  dicke Kristallplatte und Licht von  $500\ \text{m}\mu$  Wellenlänge ist der zulässige Winkel des konvergierenden Strahlenbündels  $2,5^\circ$ . Dieser Winkel ist ungefähr proportional der Quadratwurzel aus dem Produkt von Dicke der Kristallplatte und der Wellenlänge. Will man bei geringeren Anforderungen an den Kontrast mit größeren Öffnungswinkeln des Strahlenbündels arbeiten, dann ist zu beachten, daß die minimale Durchlässigkeit mit der vierten Potenz des Öffnungswinkels des Strahlenbündels steigt.

Die Frequenzkurven von ADP und KDP für konstante Modulationsspannung zeigt Bild 4 (Arbeitspunkt und Aussteuerung im linearen Modulationsbereich). Der Anstieg bei tiefen Frequenzen ist auf piezoelektrische

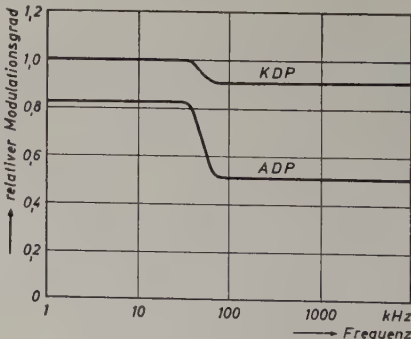


Bild 4. Charakteristische Frequenzkurven für KDP- und ADP-Kristallplatten bei konstanter Modulationsspannung

<sup>1)</sup> Hersteller: Baird Associates, Inc., Cambridge, Mass.





**Berkeley**

**Frequenzmesser-Modell 5571**

6 Meßmöglichkeiten  
in einem Gerät:

Messung von:

Frequenz 0-42 MHz (0-515 MHz)

Frequenzverhältnissen

Periodendauer

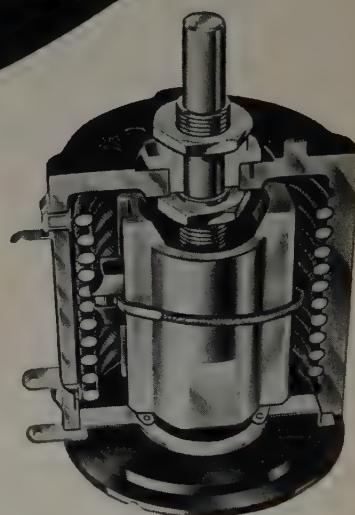
Zeit 1  $\mu$ sec - 10 000 000 sec.

beliebigen Vorgängen pro Zeiteinheit

Hochleistungszählungen 0-1 MHz

Bitte fordern Sie unsere technischen  
Druckschriften unter Abt. C1 an.

**Helipot**



**Präzisions-  
Feindrahtpotentiometer**  
in Ring- und Wendelform

für jeden Verwendungszweck. Lieferbar in 14 verschiedenen Modellen für Hand- und Servoantrieb.

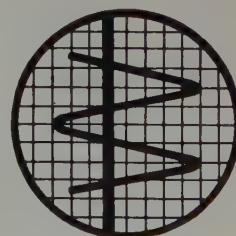
Linearitätstoleranzen bis 0,025%

Widerstandstoleranzen bis 0,05%

Widerstandswerte 5  $\Omega$  - 2,5 M $\Omega$

Spezialtypen werden auf besonderen Wunsch des Kunden in 12 verschiedenen  
Kennlinien angefertigt.

Bitte fordern Sie unsere technischen Datenblätter unter Abt. B1 an.



**BECKMAN INSTRUMENTS GMBH.**

**MÜNCHEN-PUCHHEIM**

Ein Zweigwerk der Beckman Instruments Inc. Fullerton-Kalifornien USA



Effekte zurückzuführen, die eine zusätzliche Verzögerung in der Kristallplatte hervorrufen. Oberhalb der piezoelektrischen Resonanzfrequenz ist dieser Effekt vernachlässigbar klein. Für die Resonanzfrequenz gilt angenähert: 48 kHz dividiert durch die Seitenlänge des Kristalls in Zoll. Ein angelegter Spannungssprung oder Impuls hoher Flankensteilheit kann vor allem bei den schwach gedämpften ADP-Kristallen ein piezoelektrisch bedingtes „Klingeln“ hervorrufen.

Die Dielektrizitätskonstante von ADP ist 16, von KDP 22; damit kann die Kapazität des Lichtmodulators angenähert nach elementaren Formeln berechnet werden. Für die Modulationsspannungsquelle ist der Modulator als reine Kapazität zu betrachten. Der Verlustfaktor ist bis in das Gebiet sehr hoher Frequenzen kleiner als 0,05%. In Versuchen wurde schon mit Frequenzen bis 50 MHz gearbeitet, jedoch tritt bei diesen Frequenzen bereits eine starke Aufheizung von den Elektroden her auf, und als Folge zusätzlicher Wärmespannungen im Kristall kann sich der eingestellte Arbeitspunkt des Systems ändern. Um solche Wärmespannungen mit Sicherheit auszuschalten, sollte die angelegte Spannung höchstens einen Effektivwert von  $10^{10}/f$  haben.

An die Elektroden sind folgende Anforderungen zu stellen: Sie müssen durchsichtig und leitend sein, die hygroskopische Oberfläche des polierten Kristalls gegen Einflüsse der umgebenden Luft schützen und den auftretenden Strom- und Spannungsbelastungen gewachsen sein.

Eine Art von Elektroden besteht aus Glas mit einer dünnen leitenden Schicht (Handelsbezeichnung: NESA; Hersteller: *Pittsburgh Plate Glass Company*), das direkt auf die Kristalloberfläche aufgekittet wird. Die Elektrode hat eine gute Durchlässigkeit und erzeugt ein sehr homogenes Feld, aber der hohe Widerstand beschränkt die Anwendbarkeit auf Frequenzen bis etwa 100 kHz. Für Gleichstrom oder einseitig gerichtete Impulse sind diese Elektroden nicht geeignet, weil durch elektrolytische Vorgänge Zersetzungen auftreten. Diese Typen werden deshalb nur zur Wechselstrommodulation im Frequenzbereich 20 Hz...50 kHz bei Spannungen von höchstens 2,5 kV<sub>eff</sub> benutzt. Die hauptsächlich angewendeten Elektroden bestehen aus in Form von Gittern oder Ringen auf die Oberfläche des Kristalls aufgedampftem Gold. Ein Deckglas schützt die beiden Kristallflächen. So ausgeführte Modulatoren lassen sich für Gleichstrom und Wechselstrom bis über 10 MHz und für Impulsbetrieb verwenden. Die höchstzulässige Spitzenspannung liegt zwischen 5 und 8 kV. Die undurchsichtigen Gitter oder Ringe verringern die wirksame Blendenöffnung um etwa 20...30%. Dünne Kristalle erhalten Elektroden in Gitterform, dicke solche in Ringform.

Die effektiv wirksame Spannung ändert sich von 100% an den äußeren Enden der Goldelektrode auf etwa 70% in der Mitte. Deshalb erhält man keine ganz gleichmäßige Modulation über den ganzen Querschnitt des Lichtmodulators und benötigt etwa 20% mehr Spannung für einen bestimmten Modulationsgrad, als sich aus den theoretischen Werten ergibt.

Für sehr hohe Modulationsgrade, vor allem bei längeren Wellenlängen, sind höhere Spannungen erforderlich, als ein einzelner Kristall betriebssicher aushalten kann. Deshalb benutzt man für solche Fälle Anordnungen mit zwei Kristallplatten, die aufeinander gekittet und elektrisch parallelgeschaltet sind. Die optische Wirkung addiert sich, so daß eine solche Doppelheit nur die halbe Spannung und die halbe Leistung erfordert, aber die doppelte Kapazität einer einfachen Einheit hat.

Tab. I. Technische Daten elektro-optischer Lichtmodulatoren

Typ	Dicke des Kristalls ["]	Elektroden	Wirksame Blendenöffnung ["] Ø]	Öffnungswinkel des Strahlenbündels für Kontrastverhältnis 100:1	Kapazität [pF]	Volt/Halbwelle bei 500 mμ	U <sub>max</sub> Frequenzbereich
JU-1	einfach 0,070	NESA	5/8	2,5°	80	8000	2,5 kV <sub>eff</sub> 20...50000 Hz
JV-1	einfach 0,070	Gitter	3/4	2,5°	80	9000	5 kV <sub>max</sub> 0...5 MHz
JV-2	doppelt 0,070	Gitter	3/4	2,0°	160	4500	5 kV <sub>max</sub> 0...5 MHz
JW-1	einfach 1/2	Doppelring	0,80	1,0°	10	9000	7 kV <sub>max</sub> 0...5 MHz
AM-2	einfach 1/8	NESA	1 1/4	2,0°	100	9000	2,5 kV <sub>eff</sub> 20...50000 Hz

Eine Zusammenstellung der serienmäßig lieferbaren Lichtmodulatoren gibt Tab. I. Die Typen „JU-1“ und „AM-2“ sind für Wechselspannungen bis 2,5 kV<sub>eff</sub> im Frequenzbereich 20 Hz...50 kHz bestimmt, die Typen „JV-1“ und „JV-2“ für Modulation mit Videofrequenzen und Impulsen bis herab zu 0,2 μs, während bei den „JV“-Typen mit 5 kV und bei den „JW“-Typen mit 7 kV Spitzenspannung gearbeitet wird.

Rö

PERSÖNLICHES

Professor Dr.-Ing. Friedrich Trautwein †

Am 21. Dezember 1956 verstarb im Alter von 68 Jahren Herr Professor Dr.-Ing. Friedrich Trautwein. Die Nachricht von seinem Tode überrascht und bestürzt uns zugleich, denn noch bis zu seinem Ableben war er voller Pläne und ungebrochenem Tatendrang und willens, mit neuen Werken ein neues Leben aufzubauen.

Trautweins Name ist mit dem wohl seinerzeit erfolgreichsten elektronischen Musikinstrument, dem Trautonium, verbunden, das eine neue Epoche der Musikentwicklung einleitete. Bereits im Jahre 1924 hatte er das erste Patent angemeldet; 1930 folgte der Bau des Instrumentes, für das Paul Hindemith und später auch andere Tonsetzer Kompositionen schrieben oder es in ihren Kompositionen verwendeten.

Das Leben des am 11. August 1888 Geborenen war ganz der physikalischen Forschung gewidmet. Nach einer Tätigkeit als Postrat beim Fernmeldetechnischen Zentralamt war es ihm 1930 möglich, eine enge Verbindung mit dem Musikleben einzugehen, indem er Lektor für musikalische Akustik an der Berliner Musikhochschule wurde; 1956 wurde er zum Professor ernannt. Die von ihm entwickelte elektrische Modellvorstellung der Stoßformantentheorie bei der Bildung der Sprachlaute hat befruchtend auf spätere Arbeiten gewirkt. Die Berliner Jahre bis zum Kriegsausbruch, in Gemeinschaft mit seinem engsten Mitarbeiter Oskar Sala, waren wohl die glücklichsten des rastlosen Erfinders und Unternehmers. Eine neue Heimat fand Trautwein erst einige Jahre nach dem Kriege in Düsseldorf, wo er am Robert-Schumann-Konservatorium mit Kurse für Tonmeister einrichtete. Später bot ihm die Verbindung mit Hermann Scherchen in dessen Tessiner Studio „Gravesano“ weitere Arbeitsmöglichkeiten. Leider mußte auch Trautwein das Schicksal so vieler Erfinder teilen, die ihrer Zeit weit vorausseilten und aus der Fülle der erteilten Patente keinen materiellen Nutzen ziehen konnten. F. Winkel

Dr. Kurt Matthies †

Kurz vor Vollendung des 57. Lebensjahres starb am 28. Dezember 1956 Herr Fabrikdirektor Oberingenieur Dr. rer. nat. Kurt Matthies, Leiter der Röhrenfabrik der *Siemens & Halske AG*. Nach dem Studium der Physik und Chemie an den Universitäten Göttingen und Halle begann der Verstorbene 1923 seine technische Laufbahn zunächst im Senderlaboratorium der Firma *Telefunken*. Mit dem Aufkommen des Rundfunks widmete er sich der Entwicklung von Rundfunksendern und begegnete im Rahmen dieser Arbeit den ersten Senderöhren mit wassergekühlter Anode. Die neuen Aufgaben der Senderöhren-Entwicklung fesselten ihn damals so stark, daß er 1927 in das Senderöhren-Entwicklungslaboratorium der Firma *Telefunken* übertrat. Er wurde aber bald Mitarbeiter in dem korrespondierenden Vakuum-Laboratorium von *Siemens & Halske*, da ihn die eigentliche technologische Entwicklungsarbeit ganz besonders interessierte. 1930 begannen die Entwicklungsarbeiten an Senderöhren für HF-Leistungen von 50, 150 und 300 kW. Schon 1932 konnten die ersten 150-kW-Großsender Leipzig und München mit 150-kW-Röhren in Betrieb genommen werden, denen 1933 die Inbetriebnahme des 300-kW-Senders Bisamberg in Wien folgte, wo zum erstenmal die damals großes Aufsehen erregende 300-kW-Röhre mit halbindirekt geheizter Katode Verwendung fand. 1934 übernahm Dr. Matthies die technische Leitung und Fertigung wasser- und luftgekühlter Senderöhren. Zum weiteren Aufgabengebiet seiner Laboratorien gehörten auch die Tantal-Verarbeitung sowie die Herstellung der Niob- und der Wolfram-Kupfer-Verbundkörper. 1941 übertrug man ihm die Gesamtleitung der Röhrenfabriken der *Siemens & Halske AG*, die er bis zu seinem Tode innehatte. Dort erfolgte u. a. auch die Entwicklung der Weitverkehrsrohre, der Stromtore und die Fertigung der Rundfunkrohre. Nach Kriegsende galt die ganze Sorge des Verstorbenen dem Wiederaufbau der Senderöhrenfabrikation in Berlin und dem Bau der Weitverkehrs- und Rundfunkrohre in Erlangen und später in München. Unter seiner bewährten Führung gelang es in überraschend kurzer Zeit, den Anschluß an die Fortschritte des Auslandes wiederzugewinnen, und so entstanden einerseits die modernen Großleistungs-Senderöhren in koaxialer Bauart, andererseits die universell verwendbaren Weitverkehrsrohre, zum Teil schon in Spanngitter-Bauweise.

Dr. Matthies besondere Sorge galt stets seiner Belegschaft, und er hat es verstanden, alle Schwierigkeiten der Nachkriegszeit so zu überwinden, daß die Kontinuität der Arbeit gesichert war.

Siemens-Ring für Professor Dr. W. A. J. Zenneck

Am 13. Dezember 1956, am Tage des 140. Geburtstages von Werner von Siemens, verlieh die *Siemens-Ring-Stiftung* diese hohe Auszeichnung Herrn Geheimrat Professor em. Dr. rer. nat. Dr.-Ing. E. h. Wilhelm Adolf Jonathan Zenneck in Anerkennung seiner grundlegenden Forschungsarbeiten zur Funktechnik sowie seiner Förderung des physikalisch-technischen Nachwuchses durch Experiment und Lehre und in Würdigung seiner Verdienste um Leitung und Wiederaufbau des Deutschen Museums.



### Ehrenpromotion Staatssekretär Professor Dipl.-Ing. Leo Brandt

Die Medizinische Akademie Düsseldorf verlieh Herrn Staatssekretär Professor Dipl.-Ing. Leo Brandt, Düsseldorf, in Anerkennung seiner Verdienste um die Förderung der Forschung die Würde eines Dr. med. h. c.

### Ehrenpromotion Professor Dr. R. Feldtkeller

Die Technische Hochschule Darmstadt verlieh dem Ordinarius für Elektrische Nachrichtentechnik, Professor Dr. rer. nat. Richard Feldtkeller, die Würde eines Doktor-Ingenieurs ehrenhalber in Anerkennung seiner Verdienste um die Entwicklung der Vierpoltheorie und seiner Forschungsarbeiten auf den Gebieten der Akustik und der magnetischen Werkstoffe.

### Philipp-Reis-Plakette für Bruno Pohlmann

Die Philipp-Reis-Plakette wurde Herrn Bruno Pohlmann, Direktor der Siemens & Halske AG, Wernerwerk F, verliehen.

### Arnold von Brackel 65 Jahre

Am 2. Januar 1957 beging Herr Arnold von Brackel, Vertriebsleiter des Fachgebietes Elektroakustik in der Firma Telefunken, seinen 65. Geburtstag. Er trat am 20.1.1928 als Verkaufsleiter der Geschäftsstelle Berlin in die Firma ein und übernahm 1934 die Leitung der Geschäftsstelle Breslau. 1951 siedelte er von Dachau, wo er sich nach Kriegsende zunächst dem Wiederaufbau der Abteilung Elektroakustik gewidmet hatte, mit seiner Abteilung nach Hannover über.

### Professor Manfred von Ardenne 50 Jahre

Am 20. Januar 1957 beging Professor Manfred von Ardenne, Leiter des Forschungsinstitutes für Elektronen-, Ionen-, Kernphysik und Übermikroskopie in Dresden, seinen 50. Geburtstag. Schon als Student entwickelte er 1925 die Loewe Opta-Mehrfachröhre, der unter anderem so bedeutende Entwicklungen folgten wie die Katodenstrahlröhre mit Glühkatode (1929) und das 1934 angemeldete Grundpatent über elektronenoptische Bildwandler. Seine gemeinsam mit Schieboldt durchgeführten Arbeiten auf dem Gebiet der Elektronen-Übermikroskopie fanden 1941 ihre Anerkennung in der Verleihung der Silbernen Leibniz-Medaille. Aus der jüngsten Zeit haben seine Arbeiten über einen Elektronenstrahl-Oszillografen mit nur wenigen  $\mu$  Schreibfleckdurchmesser und die Plasmatron-Ionenquellen besondere Beachtung gefunden.

### Dipl.-Ing. H. Güttinger 50 Jahre

Am 17. Januar 1957 vollendete Herr Dipl.-Ing. H. Güttinger, Leiter der Pressestelle der C. Lorenz AG, Stuttgart, das 50. Lebensjahr.

### Werner Meyer stellvertretender Geschäftsführer der Blaupunkt-Werke GmbH

Auf Grund eines Beschlusses des Blaupunkt-Aufsichtsrates und der Geschäftsleitung der Robert Bosch GmbH wurde der seit rund 28 Jahren ununterbrochen bei den Blaupunkt-Werken, zuletzt als Prokurist und Leiter des Gesamtverkaufs, tätige Herr Werner Meyer zum stellvertretenden Geschäftsführer der Blaupunkt-Werke GmbH ernannt. Die Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI übertrug ihm bereits vor Jahren die Leitung der Exportkommission und berief ihn vor etwa Jahresfrist gleichzeitig in den Beirat.

### Kurt M. K. Zimmermann

Am 9. Februar 1957 konnte Herr Kurt M. K. Zimmermann auf eine 25jährige Tätigkeit als Werbeleiter der Blaupunkt-Werke GmbH zurückblicken. Er ist Mitglied des Ausstellungsausschusses der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI. Die gelungenen Rundfunk- und Fernseh-Ausstellungen der letzten Jahre sind zu einem guten Teil auch mit sein Werk.

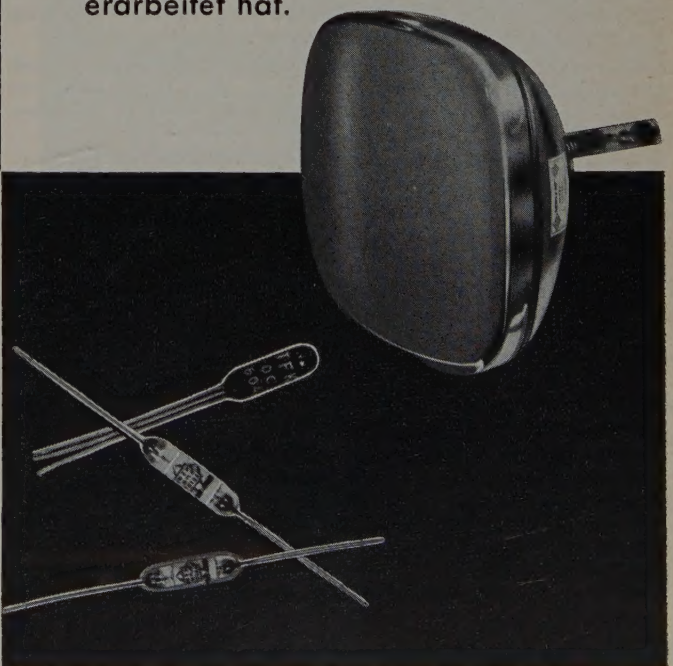
### Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand übermittelt wird. Unterrichten Sie außerdem uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls eingreifen können.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU  
Vertriebsabteilung

# TELEFUNKEN

TELEFUNKEN-Röhren und Halbleiter für Rundfunk- und Fernsehempfänger sind zuverlässig und von hoher Präzision. Sie vereinen in sich alle technischen Vorzüge, die TELEFUNKEN in einer mehr als 50 jährigen, steten Fortentwicklung erarbeitet hat.



RÖHRENVERTRIEB ULM



## Professoren-Konferenz in Ulm

Die Industrie ist wegen des zunehmenden Umfangs und der Differenzierung der Aufgaben, die die Technik von Morgen der Wissenschaft von Heute stellt, kaum noch in der Lage, allein mit den ihr zur Verfügung stehenden Mitteln alle diese Probleme zu bewältigen. Enge Zusammenarbeit zwischen Wissenschaft und Industrie ist deshalb eine der wichtigsten Voraussetzungen für den technischen Fortschritt und die Kontinuität jeder industriellen Entwicklung.

In klarer Erkenntnis dieser Tatsache und um die Basis der eigenen Forschung zu verbreitern, pflegt *Telefunken* die Zusammenarbeit mit zahlreichen Hochschulprofessoren ganz besonders. Am 3. und 4. Januar 1957 fand nun in Ulm eine Konferenz von Professoren und Wissenschaftlern statt, die diese Zusammenkunft gleichzeitig zum Anlaß nahmen, Herrn Professor Dr. Fritz Schröter anläßlich seines 70. Geburtstages, zu dem sich auch viele seiner alten Freunde, Mitarbeiter und Schüler eingefunden hatten, zu ehren. Unter den Teilnehmern der Ulmer Konferenz sah man u.a. die Hochschullehrer Professor Dr.-Ing. V. Aschhoff (TH Aachen), Professor Dr.-Ing. F. W. Gundlach (TU Berlin-Charlottenburg), Professor Dr. Justi (TH Braunschweig), Professor Dr. F. Kirschstein (TH Braunschweig), Professor Dr. W. Kroebe (Neue Universität Kiel), Dr. Lautz (TH Braunschweig), Professor Dr.-Ing. H. Piloty (TH München) sowie aus dem Kreise der *Telefunken*-Mitarbeiter Professor Dr. H. Rukop, Professor Dr. F. Schröter, Professor Dr. W. Nestel und Professor Dr. K. Kränz.

Unter den diskutierten Themen nahm die elektronische Rechenmaschine einen besonderen Raum ein. Bei *Telefunken* entstand in relativ kurzer Zeit ein Analog-Rechner, dessen Technik in jeder Hinsicht dem heutigen Stand entspricht. Charakteristisch für seinen Aufbau sind die weitgehend beliebig gegeneinander austauschbaren Bausteine für z.B. Addition, Integration, Differentiation, Multiplikation mit  $(-1)$  usw., die es durch entsprechende Zusammenstellung der Einheiten leicht möglich machen, die Maschine dem jeweils zu lösenden mathematischen Problem anzupassen. Weitere auf der Konferenz diskutierte Gebiete waren die Übertragung und die magnetische Aufzeichnung von Radarbildern, ein neuer Sichtpeiler mit astatischem Peilrahmen, der das bisherige Nacheinander der akustischen Erfassung von Peilergebnissen durch eine optische Gesamtdarstellung auf dem Bildschirm ersetzt, der Übergang von der Richtfunkstrecke mit bisher 2000 MHz auf 4000 MHz Trägerfrequenz sowie Transistoren und Röhren für kürzeste Wellenlängen.

Die Ergebnisse dieser Konferenz haben gezeigt, welche Erfolge eine freimütige Aussprache führender Wissenschaftler aus Hochschulen und Industrie haben kann. Es ist deshalb der Entschluß des Hauses *Telefunken* zu begrüßen, in Zukunft regelmäßig solche Professoren-Konferenzen in Ulm abzuhalten.

## 75-Jahr-Feier der Ingenieurschule Duisburg

Die *Staatliche Ingenieurschule Duisburg* kann im Juni 1957 ihr 75-jähriges Bestehen feiern. Das Veranstaltungsprogramm vom 27. bis 29. Juni 1957 sieht neben Fachvorträgen und Exkursionen unter anderem am 28. Juni vormittags einen Festakt, am 29. Juni vormittags die Einweihung der Maschinenhalle und die Grundsteinlegung zum Erweiterungsbau sowie abends einen Festabend für alle Teilnehmer vor.

Ehemalige Schüler oder Absolventen der Duisburger Ingenieurschule werden gebeten, sich mit Angabe ihrer Anschrift, des Abgangsdatums von der Schule sowie der besuchten Abteilung bei der *Ingenieurschule Duisburg*, Bismarckstraße 81, zu melden.

## Metallurgie und Technologie der Spezialwerkstoffe des Reaktorbaues

Die *Technische Akademie Bergisch Land e.V.*, Wuppertal-Elberfeld, Hubertusallee 18, veranstaltet vom 18. bis 22. Februar 1957 in den Räumen der Akademie unter Leitung von Professor Dr. phil. Dr. mont. h.c. E. Schmid, Wien, einen Kursus, der zeigen soll, wie auf dem Gebiet der Metalle versucht wird, den zusätzlichen neuen Ansprüchen gerecht zu werden.

## Shorts General Purpose Analogue Computer

In der Zeit vom 17. Januar bis 8. Februar 1957 wurde an der TH Braunschweig die Brauchbarkeit einer elektronischen Analogie-Rechenmaschine für Aufgaben der Forschung und der industriellen Entwicklung erprobt. Die Rechenmaschine ist ein „Shorts General Purpose Analogue Computer“ der Firma *Short Brothers & Harland*, Belfast und London. Die zu behandelnden Aufgaben stellten Institute der TH Braunschweig, Firmen der Braunschweiger Industrie und Forschungsanstalten; sie umfassen u.a. Fragen aus den Gebieten „Mechanische und elektrische Schwingungen“,

„Filterkreise“, „Regelungstechnik“, „Strömungstheorie“, „Systeme linearer Differentialgleichungen“, „Mathieus Differentialgleichungen“ und „Iterationsverfahren“. Die Leitung des Probetriebes lag in Händen von Herrn Privatdozent Dr. Herrmann.

## Technischer Nachwuchs

### Studie über den künftigen Ingenieurbedarf

In einer 32seitigen, sehr gut gestalteten Broschüre hat das „Referat für Technischen Nachwuchs der *Siemens-Schuckertwerke AG*“, Erlangen, den erfolgreichen Versuch gemacht, aus den verfügbaren statistischen Unterlagen möglichst gut fundierte Prognosen über die zukünftige Entwicklung des Ingenieurbedarfs abzuleiten. Die in knapper Form gehaltene Schrift ist als Arbeitsunterlage für alle die technischen Stellen gedacht, die sich mit Fragen des technischen Nachwuchses befassen.

## Hochvolt-Gleichrichterröhre Valvo DCG 7/6000

Diese neue Spezialröhre der *Valvo GmbH* ist für die wirtschaftliche Dimensionierung von Stromversorgungsgeräten für industrielle HF-Einrichtungen, die mit den *Valvo*-Sendetrioden TBL/W 6/6000 oder TBL 7/8000 arbeiten, bestimmt. Für Betrieb in Klasse C benötigen diese Röhren eine Anodengleichspannung von 6 kV. Wird diese Gleichspannung in Dreiphasen-Vollwegschaltung erzeugt, dann reichen die Gleichrichterröhren des Typs DCG 5/5000 (13 kV Sperrspannung) bei ausreichendem Sicherheitsfaktor aus. Mit der DCG 7/6000 (15 kV Sperrspannung) erhält man jedoch eine Gleichspannung von 6 kV bereits in Dreiphasen-Halbwegschaltung, also mit halbem Aufwand an Gleichrichterröhren.

## Transistoren-Prüfgerät „KT-1“

Ein handliches tragbares Gerät zum Messen der Transistor-Parameter brachte kürzlich die Firma *Baird-Atomic, Inc.*, Cambridge (Mass.), auf den Markt. Das Modell „KT-1“ ist mit Transistoren bestückt, in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt und enthält einen eingebauten 1-kHz-Prüfgenerator sowie eine Hg-Zelle mit etwa 1000 Stunden Betriebsdauer. Das Gerät gestattet die Messung der Stromverstärkung ( $0...200, \pm 3\%$ ), des Eingangswiderstandes  $h_{11}$  ( $0...10 \text{ k}\Omega, \pm 10\%$ ), des Kollektorreststromes  $I_{co}$  ( $0...50 \mu\text{A}, \pm 2\%$ ), des Emittierstromes  $I_e$  ( $0,5...10 \text{ mA}$ ) und der Kollektorspannung  $U_c$  in Stufen von 1,5, 3, 4,5, 6 und 7,5 V. Über einen Klinkenstecker ist auch der Anschluß eines Oszillografen möglich.

## Eichgerät für Schwingungsmesser, Modell „501“

Das Eichgerät, Modell „501“, der *Tel-Instrument Export Division*, New York 4, ist für die Eichung von Schwingungsaufnehmern bestimmt oder zum Messen von Schwingungen an nichtmagnetischen metallischen Oberflächen. Die umschaltbaren Meßbereiche sind 0,5, 5, 50 und 500  $\mu$  im Frequenzbereich 10...20000 Hz; Meßgenauigkeit 5%. Die gleiche Meßgenauigkeit wird auch beim Messen nichtsinusförmiger Schwingungen erreicht. Ablesung erfolgt an dem in Amplituden geeichten Instrument; zum Anschluß eines Oszillografen sind Klemmen vorhanden.

## Fassungen und Zubehör für Spezialröhren

Seit kurzem hat die *Valvo GmbH* ihr reichhaltiges Lieferprogramm durch folgende neue Ausführungen ergänzt:

1. Für die Subminiaturröhren-Fassung „B 1.506.81“, eine Fassung mit seitlichem Befestigungsflansch für runde Subminiaturröhren, wird eine Preßmasse verwendet, die gegenüber der bei der Ausführung „5907/23“ verwandten eine 6fach geringere Dämpfung bei 100 MHz hat. Trotz der kleinen Kontaktabstände ist diese Fassung deshalb auch für hohe Frequenzen geeignet.
2. Die Miniaturröhren-Fassung „B 8.700.00“ ist für Verwendungszwecke bestimmt, für die eine keramische Röhrenfassung nicht erforderlich ist. Die versilberten Schabefedern sichern einwandfreien Punktkontakt bei kräftigem Druck, ohne dabei den Preßsteller der Röhre auf Spannungen zu beanspruchen. Diese Fassung ist für die Verwendung bei Hochfrequenz nicht geeignet.
3. Die Anodenkappe „ZE 1050“ ist eine versilberte Anodenkappe, die z.B. für die EC 50 oder die QE 06/50 geeignet ist.
4. Die Halterung und Kühlklemme „ZE 1100“ löst das Problem der Wärmeableitung bei Kleinstbauweise für Subminiaturröhren. Sie paßt für runde Subminiaturröhren von 10 mm Durchmesser.
5. Die 5polige Fassung für Europasockel „40465“ ist eine einheitliche Fassung für 4- oder 5stiftige Europasockel.
6. Die Goliath-Schraubfassung „65909 BG“, z.B. für die Hochvolt-Gleichrichterröhre *Valvo* DCG 5/5000 EG, hat einen abgefederten Mittelkontakt und ist bis 1,8 kV spannungsfest.



## Valvo 6201

In der Blauen Reihe liefert Valvo jetzt die Spezialröhre 6201, eine HF-Doppeltriode in Novaltechnik, die in ihren elektrischen Daten genau den Typen ECC 81 bzw. 12 AZ 7 entspricht.

## TeKaDe-Prospekt über Germanium-Dioden und Transistoren

Ein geschmackvoll und übersichtlich gestalteter Prospekt (4 Seiten, DIN A 4) bringt in Tabellen und Kurven technische Daten sowie Hinweise für die Anwendung von TeKaDe-Germanium-Dioden und *pnp*-Flächentransistoren.

## Preissenkung für Valvo-Spezialröhren

Mit Wirkung vom 1.1.1957 gelten nachstehende Bruttopreise für einige Röhren, die wegen der zunehmenden Nachfrage jetzt in Großserienfertigung hergestellt werden können: Geiger-Müller-Zählrohr 18503: 54,— DM; Geiger-Müller-Zählrohr 18504: 85,— DM; Klein-Thyratron 5727: 13,65 DM; Rauschdiode K 81 A: 45,— DM; Fotomultiplier 50 AVP: 684,— DM.

## Ocelit-Varistoren

Ocelit-Varistoren sind Spezial-Ocelitwiderstände mit sehr hohem Spannungsexponenten bei niedrigen Spannungen, die in zunehmendem Maße auch in der Rundfunk- und Fernsehtechnik Eingang finden. Eine gut aufgemachte Broschüre der Firma C. Conradt, Nürnberg, unterrichtet über die elektrischen Eigenschaften des Ocelit-Varistors und einige Anwendungsgebiete, z. B. für die Funkenlöschung, als Überspannungsschutz, zur Spannungsstabilisierung, zur Verbesserung der Relaisempfindlichkeit und zur Skalendehnung von Voltmetern. Der Text ist in geschickter Form durch Kurven und Tabellen ergänzt und bringt alle für das praktische Arbeiten mit Ocelit-Varistoren wichtigen Formeln.

## Valvo-Prospekt für Ferroxcube-Topf- und -Schalenkerne

Der neue Prospekt (8 Seiten, DIN A 4) enthält eine Reihe neuer, in den bisherigen Ferroxcube-Katalogen noch nicht enthaltener Typen; außerdem wurde eine Anzahl von neuen Materialien, mit denen Topf- und Schalenkerne jetzt ebenfalls lieferbar sind, aufgenommen. Das Programm für vorabgegliche Topf- und Schalenkerne ist erheblich erweitert worden, so daß es jetzt möglich ist, für nahezu sämtliche Anwendungsgebiete vorabgegliche Kerne mit engen Permeabilitäts- und  $\alpha$ -Wert-Toleranzen zu liefern.

## Telefunken-Ela-Sammelmappe

Eine neue umfangreiche Zusammenstellung aller Informationsblätter des Ela-Bereiches gab Telefunken jetzt in einer umfangreichen Sammelmappe heraus. Die Informationsblätter enthalten technische Beschreibungen, technische Daten und Betriebshinweise für Mikrofone, Verstärker, Lautsprecher, Tonfilmanlagen sowie Studiogeräte für Rundfunk, Fernsehen und Tonfilm.

## „technische mitteilungen“ der Elesta AG

Diese in zwangloser Folge erscheinenden technischen Informationen der Elesta AG, Bad Ragaz, sollen über technische Neuentwicklungen und Anwendungen unterrichten. So bringt z. B. die Nr. 1 Angaben über die Glimmtriode ER 21 A, die 300-V-Gleichstromtetrode ER 2 und Angaben über ein einfaches Lichtrelais mit Fotowiderständen und Kaltkathodenröhren.

Die Nr. 2 bringt unter anderem praktische Hinweise und Beispiele zur Verwendung von Dämmerungsschaltern und Nr. 3 Informationen über Elesta-Zeitschaltgeräte und Spezialbauteile für Hersteller sowie u. a. ein Schaltungsbeispiel für einen elektronischen Taktgeber.

## Valvo-Spezialröhren-Briefe Nr. 4 und 5

Im Brief Nr. 4 werden zwei Gegentakt-Endstufen für Amateursender beschrieben. Diese Schaltungen sind mit der strahlungsgekühlten Doppeltriode Valvo QQE 06/40 aufgebaut. Die für den Aufbau von Amateursendern interessierenden Daten dieser Röhre sowie der als Schutz- bzw. Modulatorröhre benutzten E 80 L sind aufgeführt. Den Abschluß bildet eine kurze Beschreibung der verschiedenen Betriebsarten für Senderröhren.

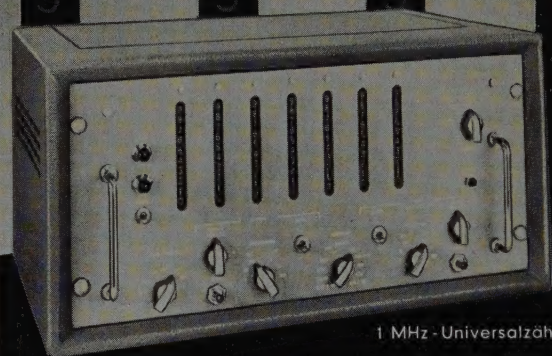
Brief Nr. 5 enthält die Beschreibung eines lichtgesteuerten Schalters hoher Empfindlichkeit mit der Vakuum-Photozelle 90 CV und den Röhren E 80 F, PL 21 und 85 A 2 sowie einer photoelektrischen Regeleinrichtung mit der gasgefüllten Photozelle 90 CG und den Röhren E 80 F, 2  $\times$  PL 21, EZ 80, die die Konstanzhaltung einer physikalischen Größe in engen Grenzen ermöglicht. Ausführliche Röhrendaten ergänzen die beiden Schaltungsbeschreibungen. Den Abschluß des Briefes bilden prinzipielle Erläuterungen zur Zündung und Steuerung von Thyatronröhren.

Berkeley

# ELEKTRONISCHE ZÄHLGERÄTE

von Beckman Instruments

Ein Begriff  
für Genauigkeit  
und Zuverlässigkeit



1 MHz - Universalzähler

## Elektronische Zählgeräte

Stückzähler  
Frequenzzähler  
Zeitintervallmesser  
Universalzähler

für Messungen höchster Genauigkeit von:

Stückzahlen, auch mit ein- oder zweifacher Vorwahl  
Frequenzen (max. 1 MHz, mit Umsetzer: 1000 MHz)  
Drehzahlen, Zeiten (min. 1  $\mu$ s, max. 115 Tage)  
zur Registrierung dazu: Zählbetragdrucker

Außerdem lieferbar:

## Messgeräte für Kernstrahlung

## Beckman Instruments GmbH

München 45  
Ein Zweigwerk der  
Beckman Instruments Inc.  
Fullerton-Kalifornien



Vertrieb und Kundendienst  
in der Deutschen Bundesrepublik

**GÜNTHER & TEGETMEYER GMBH**  
FRANKFURT/MAIN · GRAFSTRASSE 97  
IM HAUSE HARTMANN & BRAUN AG



## Experimentelle Untersuchungen zum Mechanismus von Stimme und Gehör in der lautsprachlichen Kommunikation

Von W. Meyer-Eppler. Forschungsbericht Nr. 221 des Wirtschafts- und Verkehrsministeriums Nordrhein-Westfalen. Köln und Opladen 1955, Westdeutscher Verlag. 41 S. m. 24 B. DIN A4. Preis brosch. 13,45 DM.

Stimme und Gehör, Endpunkte der sich akustischer Signale zur Übermittlung von Informationen bedienenden interhumanen Kommunikationskette, reichen in Verbindung mit einem Übermittlungsweg für akustische Signale allein zu einem sprachlichen Zeichenverkehr noch nicht aus; es bedarf zusätzlich noch einer zweiten, intellektuellen Verbindung, die den physikalisch beobachtbaren Signalen Zeichencharakter verleiht. Der Bericht untersucht die Frage, ob und bis zu welchem Grade die semantisch relevanten Elemente des lautsprachlichen Geschehens durch Transformation des Schallvorganges in den optischen Bereich sichtbar gemacht werden können. Zur akustisch-optischen Abbildung wird vorzugsweise das Visible-Speech-Verfahren herangezogen. Durch anamorphotische Verzerrung können die jeweils interessierenden Strukturmerkmale besonders hervorgehoben werden. Es wird gezeigt, wie man mit Hilfe des Visible-Speech-Verfahrens Eigenschaften der bei lautsprachlicher Kommunikation verwendeten Signale auffinden kann. Mit Hilfe des Lee-Effektes wurde der Einfluß peripherer Störungen auf den Phonations- und Artikulationsvorgang untersucht. *Rdt.*

## Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge

Von W. Oppelt. 2. Aufl., Weinheim 1956, Verlag Chemie GmbH. 555 S. m. 471 B., 3 Tab. u. 126 Tafeln. Preis in Ganzleinen geb. 36,40 DM.

Nur etwa zwei Jahre nach dem Erscheinen der 1. Auflage liegt jetzt dieses Standardwerk der Regelungstechnik in einer Neubearbeiteten und erweiterten Auflage vor. Was für die erste Auflage galt, gilt auch für die wiederum vorzüglich ausgestattete Neuauflage des Werkes: Es gibt einen umfassenden, einheitlich gestalteten Überblick über das gesamte Gebiet der Regelungstechnik, das heute noch größere Bedeutung hat als beim Erscheinen der 1. Auflage. Ein großer Vorzug des Buches von W. Oppelt ist es, alle Vorgänge so grundsätzlich darzustellen, daß der Entwickler von Regelungsanlagen für ein gegebenes Problem ebenso Lösungen für mechanische oder pneumatische wie für elektronische Regelungssysteme ableiten kann.

Auch die Neuauflage wird wiederum das maßgebende Standardwerk für jeden Regelungstechniker sein oder werden, und vielleicht findet die besondere, ihm zuteil gewordene Anerkennung darin ihren Ausdruck, daß dieses Buch schon nach so kurzer Zeit in Fachkreisen kurz „der Oppelt“ genannt wird. *R.*

## Technisches Kinotaschenbuch

Von H. Tümmel. 5. Aufl., Kiel 1956, Zeiss Ikon AG. 155 S. m. zahlreichen Bildern und Tabellen.

Nach längerer Pause erschien jetzt die Neuausgabe des von allen Fachleuten geschätzten Taschenbuches. Es hat die bewährte Einteilung der letzten Ausgabe von 1937 beibehalten, berücksichtigt jedoch den heutigen Stand der Technik durch umfangreiche Erweiterungen und neue Kapitel.

Der Kinotechniker und der Elektroakustiker finden hier nicht nur einen geschlossenen Überblick über alle kinotechnischen Zeiss Ikon-Erzeugnisse, sondern auch viele nützliche Hinweise und Projektierungsunterlagen für die Einrichtung vollständiger Lichtspieltheater einschließlich der akustischen Gestaltung sowie wertvolle, aus der Praxis entstandene Ratschläge für die Wartung der mechanischen, optischen und elektrischen Einrichtungen des Bildwerferraumes. —th

## Daten und Schaltungen

### moderner Empfänger- und Kraftverstärkerröhren, Bd. III B

Von N. S. Markus und J. Vink. Philips' Technische Bibliothek, Reihe Elektronenröhren. Hamburg 1956. Verlag Deutsche Philips GmbH. VIII, 260 S. m. 290 B. 8°. Preis in Ganzleinen geb. 16,50 DM.

Die in der Reihe „Elektronenröhren“ bisher erschienenen Bände sind zu einem festen Bestandteil des deutschen Schrifttums über Elektronenröhren geworden. Sie erfreuen sich beim Entwicklungsingenieur ebenso großer Beliebtheit wie beim Praktiker, denn beide finden hier neben einer allgemeinen Beschreibung der Röhren und ihrer Eigenschaften auch die technischen Daten und die Betriebsdaten für die verschiedensten Anwendungen. Zahlreiche Kennlinienfelder — so groß im Wiedergabemaßstab, daß sich damit arbeiten läßt — und Schaltungen mit Angabe der Dimensionierung ermöglichen es, alle üblicherweise auftretenden Fragen der Applikation zu lösen. Jetzt erschien in der traditionell guten Ausstattung der Ergänzungsband III B, der einen Überblick über die in den Jahren 1951 bis 1954 auf den Markt gekommenen neuen Philips-Röhren gibt. Er enthält die Daten der neuesten Batterieröhren in Miniaturtechnik, einer Anzahl Röhren der E- und U-Serie für AM/FM-Empfänger und einiger Röhren für das Dezimetergebiet. Hier findet man die Unterlagen für die Röhren DC 70, EC 80, EC 81 und EC 55, von denen die letzte eine Scheibentriode ist, während die anderen ein normal aufgebautes Elektrodensystem haben. Von den Schaltungen in diesem Kapitel seien der HF-Teil eines Empfängers für 300...400 MHz (EC 80, EC 81) und zwei Sender (Gegentaktsender für 440 MHz mit 2 × EC 81 und Sender für 750...1250 MHz mit EC 55) erwähnt.

Die Vielseitigkeit des Inhaltes macht das Buch in gleicher Weise für den an der Rundfunktechnik wie für den an Fragen der Dezimetertechnik interessierten Ingenieur und Techniker lesenswert. Es wird im Labor und in der Werkstatt einen bevorzugten Platz einnehmen. —th

## AEG-Hilfsbuch für elektrische Licht- und Kraftanlagen

Herausgegeben von der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft. 7. Aufl., Essen 1956, Verlag W. Girardet. 716 S. m. über 1100 B., Zeichn. u. Taf. Preis in Plastikeinband 19,80 DM.

Die neue Auflage bringt gegenüber der seit längerer Zeit vergriffenen 6. Auflage von 1952 zahlreiche Ergänzungen, die den Fortschritt der technischen Entwicklung berücksichtigen. In der traditionellen Anordnung werden die Hauptgebiete der Starkstromtechnik wieder umfassend behandelt, die Fernmeldetechnik jedoch nur insoweit, als sie die Starkstromtechnik berührt. Neu ist der Abschnitt Regelungstechnik, in dem der Leser eine kurze Darstellung der verschiedenen Reglerarten findet. Wenn sich das Buch auch in erster Linie an den Starkstromtechniker wendet, so ist es doch auch für den Elektronik-Ingenieur von besonderem Interesse. Er findet hier auf viele Fragen, die bei der Projektierung und beim Bau elektronischer Anlagen auftreten können, eine Antwort, die ihn oft der Mühe des Nachschlagens in anderen Werken enthebt. —th

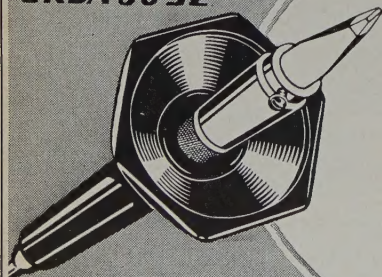
Alle besprochenen Bücher können durch HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bezogen werden

Man muß ihn kennen,  
den neuen  
ERSA 30 SZ

SEIT



1921



die Weiterentwicklung des bekannten FeinlötKolbens Ersa 30/30 Watt, von dem schon über 100000 Stück in Betrieb sind

- Alitierte Kupferspitze
- Heizkörperträger armiert
- 6-eckige Auflegescheibe

**ERNST SACHS**

ERSTE SPEZIALFABRIK ELEKTR. LÖTKOLBEN  
Berlin-Lichterfelde-W und Wertheim am Main

Verlangen Sie die interessante Liste Nr. 15102